

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



**Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de
Telecomunicación**

TRABAJO FIN DE GRADO

PLANIFICACIÓN DE SISTEMAS LTE EN AUTOPISTAS

Andrea Sancho Fernández

Tutor: Bazil Taha Ahmed

JUNIO 2015

PLANIFICACIÓN DE SISTEMAS LTE EN AUTOPISTAS

Autor: Andrea Sancho Fernández

Tutor: Bazil Taha Ahmed

Grupo de Radiofrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas (RFCAS)

Departamento de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones

Escuela Politécnica Superior

Universidad Autónoma de Madrid

Junio 2015



Agradecimientos

En primer lugar, quisiera darle mi más cordial agradecimiento a Bazil, mi tutor en el TFG. Además de excelente persona, le considero un gran profesor y no podría estar más convencida de que haber tenido la oportunidad de trabajar con él, fue una de mis mejores decisiones. A mi manera de verlo hemos elaborado un gran proyecto, y eso no hubiera sido posible sin tu paciencia y tu absoluta disposición a los alumnos. Espero que ahora tengas tiempo de relajarte que lo necesitas y te lo mereces. Muchas gracias por todo, cuando volvamos a coincidir seguro que tendré alguna pregunta.

El trabajo, sobre todo en los últimos meses, no hubiera sido igual de llevadero sin pertenecer a un laboratorio como es el RFCAS, la verdad, así que gracias en general a todos los profesores, compañeros y amigos. Los lunes no se han sentido menos lunes y me lo he pasado genial. Espero que os vaya muy bien a todos.

Por supuesto, quiero hacer una especial mención a mi madre, mi padre y mi hermano, mi familia. Me ayudasteis a tomar la decisión de meterme en este berenjenal de carrera y ahora no puedo estar más agradecida. Lógicamente, sois mis 'fans' incondicionales y ese apoyo siempre es fundamental.

También comparto este trabajo con otro tipo de familia, los amigos. Por un lado a los de toda la vida: Andrea, Ana, Laura, Leticia, Raquel y todos aquellos con los que comparto mi pasión por el skí desde pequeña. Por otro, a todos los que han llegado a mi vida desde el primer día en el que entré en esta escuela. Menciono con todo mi cariño a Bárbara, Ignacio, Sergio Díaz, Eduardo, Tito, Alberto, Sergio Sánchez, Roi, Ángel, Ana, Marta Martínez, Marta Villanueva, Alfredo y Darío.

Un hueco especial en todo esto se lo lleva Diego, que empezó por 'amigovio' y ahora es mi pilar fundamental. Compartimos no solo vida, sino también carrera, todo un reto. Espero estar a tu altura, no literalmente, de paciencia algún día. Gracias por todo, por si no te lo repito lo suficiente.

Por último, al lector. Que lo disfrutes.

LTE (Long Term Evolution) continúa la evolución de UMTS y tiene como objetivo aumentar los niveles de tasa binaria en sus enlaces para conseguir una mayor capacidad de servicio.

En este Trabajo de Fin de Grado (TFG) se analiza la capacidad de enlaces de bajada o *'downlink'* con tecnología LTE basada en OFDMA para una red celular compuesta por microceldas en autopistas.

A lo largo del documento se estudiará el rendimiento de un modelo de propagación *'two-slope'* para un sector de longitud R de una autopista, a determinar en el estudio, que cumpla así con los objetivos marcados de la capacidad del canal. Para un correcto análisis del sector se tendrá en cuenta que la tecnología celular hace uso de reutilización de frecuencias o *'frequency reuse'* que conllevará a que interfieran en nuestra señal interferencias de tipo *'inter-carrier'* y *'co-channel'* en mayor o menor medida dentro del sector.

Finalmente se determinarán cuáles son las mejores combinaciones entre la tasa binaria del sector, sin contemplación de factores atenuantes, y la longitud del mismo para, en un futuro, proceder a un despliegue real. Los resultados teóricos incluirán la simulación de un sector completo de 1 km de longitud.

Abstract

LTE continues the evolution of UMTS and its main target is to increase the binary rate levels in the connections in order to obtain a greater throughput.

In this Final Project we have analyzed downlink connection capacity (with LTE technology based in OFDMA) for a cellular network in highways, composed by microcells.

Throughout this paper we will study the efficiency of a propagation pattern of “two slopes” for an ‘R’ long sector of a highway. This length will be determined in the study in order to satisfy the requirements given by the capacity of the channel. In pursuance of a correct analysis, we must consider the frequency reuse in cellular technology, which will lead to an ‘inter-carrier’ and ‘co-channel’ interferences with more or less importance depending on the position in the sector.

As a conclusion, the best combinations between binary rates in the sector (without taking into account attenuation factors) and its length will be determined, with the intention of a future application of the technology in real highways. The theoretical results will include a simulation of a 1km long complete sector.

Índice de contenidos

Capítulo 1. Introducción.....	17
1.1 ¿Qué es LTE?	17
1.2 Motivación	17
1.3 Objetivos	17
1.4 Organización de la memoria	18
Capítulo 2. Tecnologías referentes a LTE y Estado del Arte	19
2.1 Tecnologías referentes a LTE.....	19
2.1.1 La evolución hacia las comunicaciones móviles.....	19
2.1.2 Definición de tecnología celular y servicio móvil	20
2.1.3 Historia de la tecnología celular	20
2.1.3.1 1G, la primera generación.....	20
2.1.3.2 2G, la segunda generación	21
2.1.3.3 3G, la tercera generación	21
2.1.3.4 4G, la cuarta generación	21
2.2 Parámetros de LTE	22
2.2.1 Tipo de modulación.....	22
2.2.1.1 Modulación por desplazamiento en fase (PSK).....	23
2.2.1.2 Modulación por amplitud en cuadratura (QAM)	24
2.2.2 Interfaz de radio.....	24
2.2.2.1 Acceso múltiple por división en frecuencia ortogonal (OFDMA).....	25
2.2.2.2 OFDMA de portadora única (SC-OFDMA)	26
2.2.3 La red celular	26
2.2.3.1 El concepto de ‘frequency reuse’	27
2.2.3.2 Microcells y antenas directivas	28
2.2.3.3 Handover	28
2.2.4 Codificación de canal.....	29
2.2.4.1 Turbo códigos.....	29
2.2.4.2 Relación entre codificación de canal y modulación	30
2.3 Objetivos de LTE en DL.....	31
2.4 Estado del arte	32
Capítulo 3. Planificación de Sistemas LTE en autopistas.....	33
3.1 Modelos de propagación.....	33

3.1.1 El modelo de propagación ‘Two-Slope’	33
3.2 Análisis de interferencias	35
3.3 Cálculo de SNR y SINR	35
3.3.1 SNR	35
3.3.2 SINR	36
3.3.3 SINR móvil	36
3.4 Tasa binaria	37
3.4.1 Factores atenuantes de la tasa binaria	38
3.4.1.1 Multiplexaciones TDD y FDD	38
3.4.1.2 Prefijo cíclico	39
3.5 Ganancia de la antena transmisora y potencia de ruido	39
3.6 Explicación del programa de análisis	40
3.7 Resultados numéricos	44
3.7.1 Resultados en 2 frecuencias de trabajo	45
3.7.1.1 Carril de velocidad variable y en dirección a la BS	45
3.7.1.2 Carril de velocidad variable y en dirección contraria a la BS	47
3.7.2 Resultados con 3 frecuencias de trabajo	49
3.7.3 Escenario final: autopista de 6 carriles	51
Capítulo 4. Conclusiones y Trabajo futuro	55
4.1 Conclusiones.....	55
4.2 Trabajo futuro	56
Anexo	57
A. Diagrama y ganancia de la antena transmisora.....	57
B. Escenario final en países con mayor velocidad permitida	58
Bibliografía	61

Índice de figuras

Figura 2.1 Evolución global ICT.	19
Figura 2.2 Modelo NMT 450 de Ericsson.	20
Figura 2.3 Ejemplo diagrama de ondas PSK.	23
Figura 2.4 Comparación entre constelación BPSK (izquierda) con QPSK (derecha).	23
Figura 2.5 Constelación de 16QAM rectangular (izquierda) constelación de 16QAM circular (derecha).	24
Figura 2.6 Comparación entre FDMA, TDMA y CDMA.	25
Figura 2.7 Explicación del funcionamiento de OFDMA.	25
Figura 2.8 Comparación entre OFDMA y SC-FDMA.	26
Figura 2.9 Red celular de celdas hexagonales.	26
Figura 2.10 Representación y aproximación de microcelda a diagrama de antena directiva. ...	28
Figura 2.11 Concepto gráfico de handover.	28
Figura 2.12 Esquemas de reutilización de frecuencias y acción de la ICIC.	29
Figura 2.13 Esquema de creación de un turbo código.	30
Figura 2.14 Esquema de un codificador para formación de turbo códigos.	30
Figura 3.1 Cobertura de una microdelda	35
Figura 3.2 Acción de dos interferencias sobre el sector bajo estudio	35
Figura 3.3 SINR para carril aproximándose a BS en 3 velocidades distintas y 2 frecuencias.	45
Figura 3.4 Efecto de θ en el cálculo óptimo de la frecuencia de Doppler.	45
Figura 3.5 Tasa binaria bruta para carril aproximándose a BS en 3 velocidades distintas y 2 frecuencias.	46
Figura 3.6 SINR para carril alejándose de BS en 3 velocidades distintas y 2 frecuencias	47
Figura 3.7 Tasa binaria bruta para carril alejándose de BS en 3 velocidades distintas y 2 frecuencias.	48
Figura 3.8 SINR para sector en 1 velocidad y 3 frecuencias.	49
Figura 3.9 Tasa binaria bruta para sector a 1 velocidad y 3 frecuencias.	50
Figura 3.10 Representación gráfica del escenario final: una autopista.	51
Figura 3.11 Representación de SINR de un sector completo de 6 carriles.	53
Figura 3.12 Representación de tasa binaria bruta de un sector completo de 6 carriles	54
Figura A.1 Diagrama de radiación completo para antena de 14 dBi.	57
Figura B.1 Representación de SINR de un sector completo de 6 carriles a alta velocidad.	59
Figura B.2 Representación de tasa binaria bruta de un sector completo de 6 carriles a alta velocidad.	60

Índice de tablas

Tabla 2.1 Características de las distintas generaciones y de comunicaciones móviles.	22
Tabla 2.2 Evolución de las especificaciones de UMTS.	22
Tabla 2.3 MCS relacionado a modulación y tasa de codificación	31
Tabla 2.4 Objetivos de DL para LTE	31
Tabla 3.1 Alturas de las antenas de BS y MS.....	34
Tabla 3.2 Valores de los parámetros del modelo de propagación.....	34
Tabla 3.3 Cálculo de número de portadoras en relación al ancho de banda.	37
Tabla 3.4 Tasa binaria en sector y SINR en relación a la tasa de codificación	38
Tabla 3.5 Relación entre FDD y TDD con banda de frecuencia. – Fuente: Informa Telecoms & Media	39
Tabla 3.6 Parámetros downlink	41
Tabla 3.6a Ejemplo de tipificación en distribución normal Gaussiana.	42
Tabla 3.7 Relación entre potencia y distancia útil de la comunicación aproximándonos a la BS.	46
Tabla 3.8 Relación entre potencia y distancia útil de la comunicación alejándonos de la BS. ...	48
Tabla 3.9 Relación entre longitudes de sector y tasa binaria bruta.....	48
Tabla 3.10 Comparación tasa binaria bruta para 2 y 3 frecuencias a 100 km/h.....	50
Tabla 4.1 Relación entre longitud del sector y tasa binaria para 2W y 100 km/h.	52
Tabla 4.2 Relación entre longitud del sector y tasa binaria para 4W y 100 km/h.	55
Tabla A.1 Ancho de banda a -3 dB para diferentes antenas directivas.	57

Acrónimos

LTE : Long Term Evolution

HSPA : High Speed Packet Access

3GPP: 3rd Generation Partnership Project

1G – 4G: First to fourth generation

ITU: International telecommunication union

BS: Base station

MS: Mobile station

UMTS: Universal Mobile Telecommunications System

FDMA: Frequency Division Multiple Access

CDMA: Code Division Multiple Access

TDMA: Time Division Multiple Access

GSM: Global System for Mobile Communications

BER: Bit error rate

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

1.1 *¿Qué es LTE?*

Podemos definir LTE como una mejora de HSPA+, ambos definidos por la norma 3GPP, con el objetivo de conseguir mayores velocidades de datos en relación a un aumento considerable del ancho de banda en servicio. Aunque coloquialmente es conocido como 4G, esta afirmación no es del todo correcta dada la definición del ITU, pero eso es algo que analizaremos más adelante.

Entonces, se trata de una comunicación de tipo inalámbrica con diferentes características en tratamiento de UL y DL, tanto en interfaz de radio como en modulaciones, entre otros. Persigue la mayor capacidad en sus comunicaciones a través del uso de altas frecuencias y mayores anchos de banda, para dar así mejor servicio al usuario. Lleva en desarrollo desde 2008, con el Release 8 de 3GPP y actualmente lo sigue estando, como muchas de las tecnologías de comunicaciones móviles, entre ellas UMTS.

1.2 *Motivación*

El mundo actual hace un uso constante de las comunicaciones móviles. A diario millones de usuarios se conectan a la red para diferentes fines, como puede ser establecer una llamada o realizar una consulta en Internet. La prestación de estos servicios reside en los operadores móviles. Aunque cada uno de ellos habilita su red de distinta forma, todos se encuentran ahora en un punto de inflexión. La llegada de 4G está más o menos adaptada a grandes ciudades, donde la demanda por parte de los usuarios ha ido en aumento a lo largo de los últimos años.

Pero en las carreteras la situación es muy distinta. Las autopistas, son, al fin y al cabo, un tipo de comunicación y, aunque la cantidad de usuarios no es proporcional a la de núcleos urbanos, no podemos dejar de prestar los mismos servicios. Actualmente las infraestructuras que encontramos en las carreteras están muy por debajo, a nivel de prestaciones, de lo que seríamos capaces de dar. La inversión económica no es ni mucho menos proporcional a la de las ciudades, simplemente por dimensionamiento, pero ello no quita el que se haya convertido en una necesidad. Y esa es la motivación principal de este trabajo, actualizar la red actual de la que disponemos en las carreteras con la última tecnología, como la que tenemos en las ciudades, para que no haya barreras en el territorio.

1.3 *Objetivos*

Nuestro objetivo principal es diseñar una red LTE que se pueda adaptar y comercializar en autopistas. Para conseguirlo, nos basaremos en la implementación actual que hay de LTE en grandes ciudades y trasladaremos los conceptos teóricos a nuestro nuevo escenario, las autopistas. El fin sigue siendo el mismo, crear un sistema que de mayor capacidad y

condiciones, pero con la variación de que nuestro usuario se estará moviendo con una velocidad mucho mayor a las que encontramos en las ciudades y cambiando de celda, dentro de la red celular, cada pocos metros.

El diseño se basará en microceldas que dependerán tanto parámetros estructurales (distancias entre las estaciones base, alturas de las antenas, tipo de vehículo...) como parámetros de la comunicación (potencia de transmisión, ancho de banda del servicio, influencia de las interferencias...). De estas microceldas buscaremos, al final, los radios y capacidades de las mismas para completar nuestro objetivo de diseño de la red.

1.4 Organización de la memoria

Abordaremos el contenido de la memoria de la siguiente manera:

Capítulo 1. Introducción

Capítulo 2. Estado del arte y Tecnologías referentes a LTE

Capítulo 3. Planificación de sistemas LTE en autopistas

Capítulo 4. Conclusiones y trabajo futuro

Podemos encontrar los capítulos detallados en mayor profundidad en el ya visto Índice de contenidos.

CAPÍTULO 2. TECNOLOGÍAS REFERENTES A LTE y ESTADO DEL ARTE

Una vez tenemos claros nuestros objetivos, y antes de desarrollar un sistema para conseguirlos, debemos tener en cuenta cómo de avanzada está hasta ahora la tecnología en este ámbito. La primera parte de este capítulo trata de exponer al lector qué parámetros tecnológicos se relacionan con LTE para definirlos en el escenario bajo estudio, las autopistas. La segunda parte, correspondiente a Estado del Arte, tratará entonces de valorar la situación actual en la que se encuentran estas tecnologías para nuestro escenario, si es que estuviese implementado.

2.1 Tecnologías referentes a LTE

Analizamos en este apartado las tecnologías que podemos aplicar a nuestro sistema. Para ello analizaremos la historia hasta el momento de la llegada de LTE y expondremos conceptos que se relacionan con las comunicaciones móviles, y más concretamente con LTE. Todo ello tiene como objetivo poner al lector en situación, para ser luego capaz de comprender los resultados del estudio.

2.1.1 La evolución hacia las comunicaciones móviles

Las comunicaciones móviles revolucionaron lo que hasta entonces se entendía por transmisión de información. Los datos, fueran a nivel de voz o no, ya no tenían que viajar a través de cables para llegar a su destino, sino que se introdujo la transmisión por ondas, las comunicaciones inalámbricas. Los dispositivos móviles pasaron a ser algo común, primero para dar servicio de voz y años más tarde, de mensajería y datos. El sistema celular se creó para satisfacer la demanda de comunicación móvil dentro de un espectro de frecuencia limitado. Esto fue uno de los motivos principales de la evolución de las comunicaciones. Por ejemplo, tal y como podemos ver en la Figura 2.1, a finales de 2010 el número de suscriptores de telefonía celular era 4 veces mayor que en el caso de cable y, si la demanda de los usuarios aumenta, la tecnología siempre debe intentar adaptarse, por lo que fue mejorando.

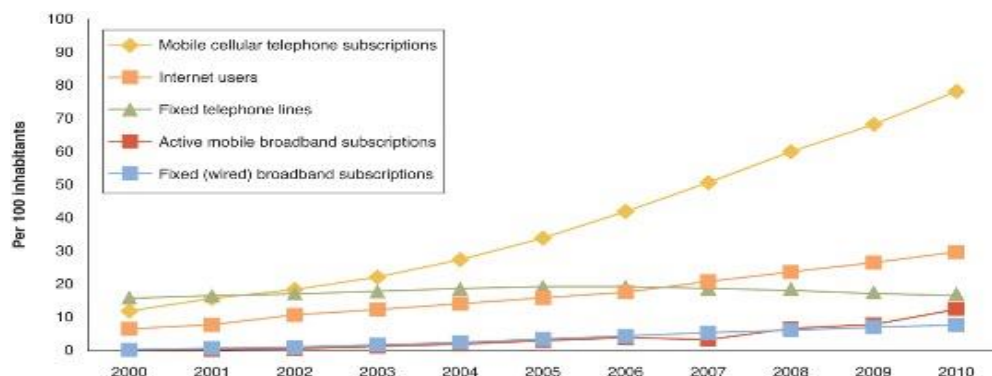


Figura 2.1 Evolución global ICT.

2.1.2 Definición de tecnología celular y servicio móvil

Básicamente, lo que se perseguía con este tipo de comunicaciones era el uso más eficiente del espectro del que se disponía. Se planteó entonces la creación de un sistema celular que consistía en dividir el territorio en áreas, cada una con una antena para transmitir. La frecuencia de una celda se podía reutilizar en otras áreas, o celdas, de la misma ciudad. De esta manera, la capacidad de servicio de una celda mejoraba notablemente, comparado con el uso de una sola frecuencia para dar servicio a todos los usuarios. Pero no todo fueron ventajas al implantar esta tecnología. Para empezar, los dispositivos estaban planteados para trabajar a altas frecuencias, lo cual requería tecnología adaptada a ello, que no llegó hasta años más tarde. Por ejemplo, un usuario no podía ver interrumpida su comunicación al salir de una celda hasta que se encontrase en otra con la misma frecuencia. El sistema celular se creó para dar prestaciones a los llamados servicios móviles.

En telecomunicaciones, un servicio móvil es aquel que se presta entre un usuario de localización determinada o fija, también conocido como BS y otro de localización no determinada o móvil, también conocido como MS. El sistema entonces necesitaría disponer de una base de datos que registrase la BS anterior y la BS actual para “hilar” dicha comunicación.

2.1.3 Historia de la tecnología celular [1]

La historia de las comunicaciones celulares se divide en generaciones. Para cada generación se establecían, y se establecen, requisitos. Entre ellos podemos encontrar valores mínimos de tasa binaria, capacidad del enlace o la frecuencia de trabajo. Se detallan a continuación todas las generaciones hasta la llegada de LTE.

2.1.3.1 1G, la primera generación

En 1973, Martín Cooper, un directivo de Motorola, realizó la primera llamada desde un teléfono. No fue hasta 1980 cuando el fabricante Ericsson lanzó el sistema Nordic Mobile Telephony 450 MHz que usaba canales de radio analógicos y modulación tipo FM. Poco después modernizaron el sistema hasta el NMT 900 que prestaba el mismo servicio que el anterior pero a una frecuencia mayor, lo que derivaba en mayor capacidad en número de usuarios y mejora en la portabilidad de los terminales. Entonces, 1G fue la generación de comunicación aún analógica con la que los usuarios podían establecer comunicación por voz pero alcanzando frecuencias del orden de 900 MHz. Uno de sus estándares conocido fue AMPS.



Figura 2.2 Modelo NMT 450 de Ericsson.

2.1.3.2 *2G, la segunda generación*

Con 2G pasamos a comunicación digital y, al menos en Europa, para frecuencias entre 900 y 1800 MHz. El hecho de pasar a la digitalización mejoraba la calidad de la voz con respecto a lo analógico. Aquí se empezó a abrir el abanico de posibilidades entre los distintos operadores. Algunos de ellos implementaron modulación TDMA y otros CDMA. Además, con la digitalización llegó la multiplexación (un canal podía transmitir más de una comunicación), y esto incrementó más la capacidad.

El estándar que se desarrolló fue GSM. Aún hoy en día se utiliza y dentro de sus características destacan la calidad de voz, el servicio en itinerancia (internacionalización) y la compatibilidad con RDSI o Red Digital de Servicios Integrados que establecía que los datos y la voz se pueden transmitir por el mismo canal. Aunque durante mucho tiempo fue el estándar utilizado, su tasa de bajada era demasiado baja, de tan solo 9.6 kbits/s.

Aunque se empezaron a desarrollar conceptos de 3G, la tecnología CDMA aún era demasiado simple, por lo que se estableció una generación intermedia, 2.5G, que prestaba mayores velocidades. Dentro de ella, se desarrollaron las tecnologías GPRS y EDGE, ambas disponibles actualmente. La primera proporciona velocidades de datos entre 56 y 114 kbits/s y la segunda hasta 384 kbits/s.

2.1.3.3 *3G, la tercera generación*

La demanda seguía aumentando y con ello la necesidad de aumentar la capacidad de transmisión para tener conexión a Internet desde el móvil, descargar archivos... Llegó un nuevo estándar, UMTS. La norma 3GPP surgió con este estándar, aunque actualmente supervisa también las tecnologías de 2G.

UMTS está aún comercializado y utiliza tecnología W-CDMA, que hace posible alcanzar velocidades entre 144 y 7.2 Mbits/s. Se basa en protocolo IP con paquetería, sólo se paga en función de la descarga, y presta servicios multimedia a altas velocidades. Por otro lado, su cobertura es limitada y la velocidad de transferencia puede verse muy afectada si nos encontramos en una zona de sombra (zona entre dos celdas adyacentes). Además, si el dispositivo desde el que nos conectamos está en movimiento, las prestaciones también empeoran.

2.1.3.4 *4G, la cuarta generación*

Al igual que UMTS se conoce coloquialmente como 3G, LTE lo hace como 4G. El problema principal con esta generación es que aún no se considera comercializada. La ITU estableció recientemente los requisitos que debía cumplir LTE, los cuales no se consiguen. Se recomendó entonces asociar LTE a 3G, en concreto 3.9G, y establecer el estándar LTE-Advanced como el 4G real.

LTE-Advanced deberá conseguir canales por encima de 40 MHz (se recomiendan de 100 MHz) y altísima eficiencia espectral (15 bps/Hz) con lo que llegaríamos a tasas binarias

teóricas de 1.5 Gbps. Entonces, LTE se encuentra en un punto intermedio, dado que da resultados mucho mejores que UMTS pero no llega al objetivo de 4G.

La Tabla 2.1 muestra algunas características no comentadas en el texto que pueden resultar de interés:

Date	System	Peak data rate	Channel Bandwidth	Frequency reuse	Peak Spectral efficiency	Normalized efficiency
1985	AMPS	9.6 kbps	30 kHz	7 / 21	0.015	1
1992	GSM	9.6 – 14.4 kbps	200 kHz	4 / 12	0.032 - 0.048	2.1 – 3.2
1997	GPRS	171 kbps	200 kHz	4 / 12	.07	4.7
2000	EDGE	474 kbps	200 kHz	4 / 12	0.2	13.3
2003	W-CDMA	2 Mbps	5 MHz	1	0.4	26.6
2006	HSDPA	14 Mbps	5 MHz	1	2.8	187
2009	HSDPA+ 64QAM & 2x2 MIMO	42 Mbps	5 MHz	1	8.4	560
2011	LTE	100 Mbps	20 MHz	1	5	333
2012	LTE 2x2 MIMO	172.8 Mbps	20 MHz	1	8.6	576
2013	LTE 4x4 MIMO	326.4 Mbps	20 MHz	1	16.3	1087
2015	IMT-Advanced targets	1 Gbps	100 MHz	1	10	667

Tabla 2.1 Características de las distintas generaciones y de comunicaciones móviles.

La Tabla 2.2 [2] muestra la evolución de las norma 3GPP. Destaca que, con el Release-5, llegó HSDPA que ya apuntaba a envíos de información a través de paquetes para DL. Poco después, apareció HSUPA, que era lo mismo pero para UL. Ambos se combinaron en HSPA+. Los años posteriores se dedicaron al desarrollo de LTE y estudio de LTE-Advanced. Actualmente se trabaja sobre Release-12 y Release-13, el primero sobre especificaciones sobretodo de LTE y el segundo sobre LTE-U.

Release	Functional Freeze	Main Radio Features of the Release
Rel-99	March 2000	UMTS 3.84 Mcps (W-CDMA FDD & TDD)
Rel-4	March 2001	1.28 Mcps TDD (aka TD-SCDMA)
Rel-5	June 2002	HSDPA
Rel-6	March 2005	HSUPA (E-DCH)
Rel-7	Dec 2007	HSPA+ (64QAM DL, MIMO, 16QAM UL), LTE & SAE feasibility study, EDGE Evolution
Rel-8	Dec 2008	LTE work item – OFDMA air interface, SAE work item, new IP core network, 3G femtocells, dual carrier HSDPA
Rel-9	Dec 2009	Multi-standard radio (MSR), dual cell HSUPA, LTE-Advanced feasibility study, SON, LTE femtocells
Rel-10	March 2011	LTE-Advanced (4G) work item, CoMP study, four carrier HSDPA

Tabla 2.2 Evolución de las especificaciones de UMTS.

2.2 Parámetros de LTE

Se detallan a continuación los aspectos técnicos importantes de comprender de LTE tanto para UL como DL.

2.2.1 Tipo de modulación

Según la *American National Standard for Telecommunications*, se trata del proceso de variar una característica de una onda portadora de acuerdo con una señal que transporta información. Básicamente hacemos uso de una onda portadora, típicamente sinusoidal, para

llevar la onda de información. Utilizar una u otra modulación puede suponer el mejor aprovechamiento del canal e incluso reducir efectos de interferencias o ruido. En LTE se utilizan diferentes modulaciones dependiendo del tipo de enlace, pero en ambos casos pertenecen al grupo de PSK o QAM. [3]

2.2.1.1 Modulación por desplazamiento en fase (PSK)

Se varía la fase de la portadora entre un número de valores discretos. Concretamente hacemos uso de BPSK y QPSK.

En BPSK tenemos 2 tipos de fase, 0 o 1, luego se conoce también PSK binario. Presenta mucha inmunidad al ruido porque la diferencia de fases es muy grande (180°), pero su velocidad de transmisión es la más baja.

En QPSK o PSK cuadrifásica la asignación de bits es a través de código gray (entre símbolos adyacentes sólo hay un bit diferente), lo que da lugar a un BER bajo. Es una modulación digital con constelación circular. Comparado con BPSK, QPSK puede duplicar la tasa de datos manteniendo el ancho de banda, o mantener la tasa de datos y llevar el ancho de banda a la mitad. Entonces QPSK transmite al doble de velocidad que BPSK para un ancho de banda y BER iguales, pero los transmisores y receptores de QPSK son más costosos. La Figura 2.3 es un ejemplo de la modulación de una trama, muestra el diagrama de ondas de PSK. En la Figura 2.4 podemos comparar la constelación de modulación BPSK con la de QPSK.

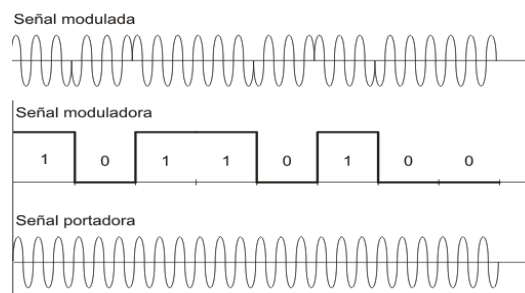


Figura 2.3 Ejemplo diagrama de ondas PSK.

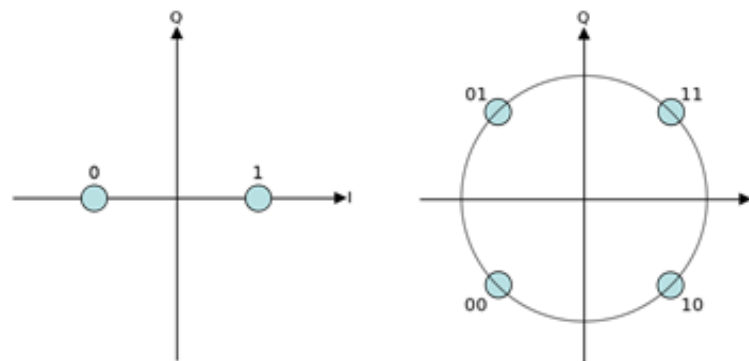


Figura 2.4 Comparación entre constelación BPSK (izquierda) con QPSK (derecha).

2.2.1.2 Modulación por amplitud en cuadratura (QAM)

En QAM se transportan dos señales de forma independiente variando la portadora tanto en amplitud como en fase. La QAM que utilizamos está digitalizada, se basa en los principios de su forma analógica pero con la diferencia de que los datos que entran binarios se dividen en grupos de tantos bits como estados tenga la modulación (se marca con una N antes de QAM, de la forma N-QAM). En nuestro caso haremos uso tanto de 16QAM como 64 QAM. A mayor N, mayor número de bits por símbolo, pero hay que tener cuidado porque si los puntos están muy próximos en la constelación, hay mayor susceptibilidad al ruido e interferencias.

En 64QAM tenemos una tasa de bits alta pero también mucho ruido que puede perjudicar a la señal de información final. Puede que la constelación sea rectangular o circular. Si es rectangular, no se optimiza el espacio pero los símbolos pueden ser fácilmente transmitidos u demodulación. Si es circular, además de optimizar el espacio, conseguiremos un BER menor. Análogamente a lo visto en el caso de PSK, se muestran en la Figura 2.5 ejemplos de las constelaciones, tanto de 16QAM como 64 QAM.

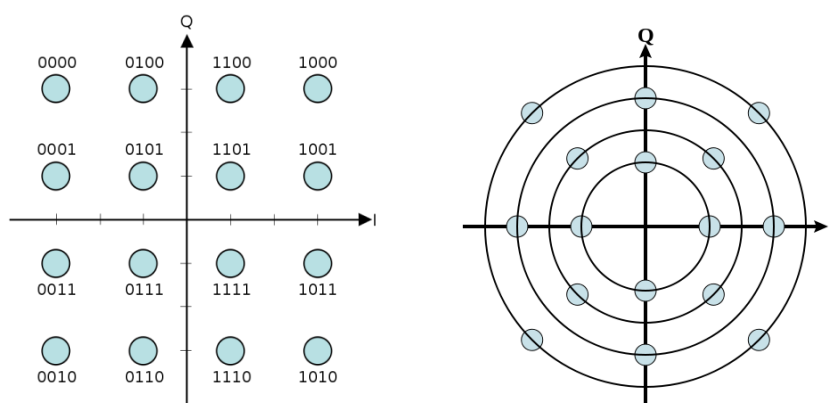


Figura 2.5 Constelación de 16QAM rectangular (izquierda) constelación de 16QAM circular (derecha).

2.2.2 Interfaz de radio

En telecomunicaciones, la multiplexación es la idea de combinar dos o más canales en un solo hilo de información para ser transmitido. Las modulaciones producen símbolos y no tienen por qué transmitirse uno por uno, lo cual supondría una pérdida de recursos importante. Es por esto por lo que utilizamos el acceso múltiple (multiplexación).

Dentro de sistemas de acceso múltiple tenemos TDMA, FDMA y CDMA. Podemos diferenciarlos gráficamente los tres en la Figura 2.6. Básicamente conviene saber que TDMA adapta un tiempo de uso limitado de servicio a un usuario pero con posibilidad de acceder a todas las frecuencias, FDMA invierte lo descrito para TDMA y, por último, CDMA combina las dos anteriores permitiendo el acceso al usuario a través de un código.

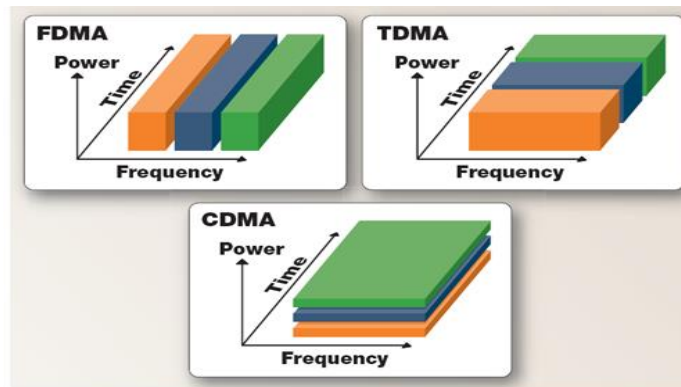


Figura 2.6 Comparación entre FDMA, TDMA y CDMA.

Aunque a continuación explicaremos detalladamente los sistemas usados por LTE, conviene introducir el OFDM. Se trata de una modulación digital multiportadora con portadoras transportadas paralelamente con un espacio entre ellas, y cada una modulada de una forma. Se empezó a implementar en sistemas celulares dado que era fácilmente ampliable a grandes canales. Además, cada paquete enviado tiene un CP, que explicaremos más adelante, que asegura que el dato no conlleve demasiadas interferencias de las señales adyacentes y es de fácil aplicación en sistemas que trabajen con antenas de tipo MIMO. Tiene, no obstante, inconvenientes. Al estar unas portadoras cerca de otras, es sensible a errores de frecuencia y fase. Se propuso entonces la combinación con división en tiempo y surgió el OFDMA.

El motivo de utilizar sistemas FDMA en tanto en UL como DL es simple. Aunque lo veremos más adelante, LTE hace 'frequency reuse' con separación de una celda. Esto significa que al menos dos celdas adyacentes harán uso de distintas frecuencias, luego sería un desperdicio utilizar TDMA o CDMA donde el usuario puede utilizar todo el rango de frecuencias.

2.2.2.1 Acceso múltiple por división en frecuencia ortogonal (OFDMA)

Este tipo de acceso se utiliza, dentro de LTE, para DL. OFDMA permite que las portadoras se asignen aleatoriamente a usuarios que estén haciendo uso de ese canal de frecuencia. El sistema aprovechará mejor los espacios en comparación con OFDM. La Figura 2.7 explica gráficamente este concepto:

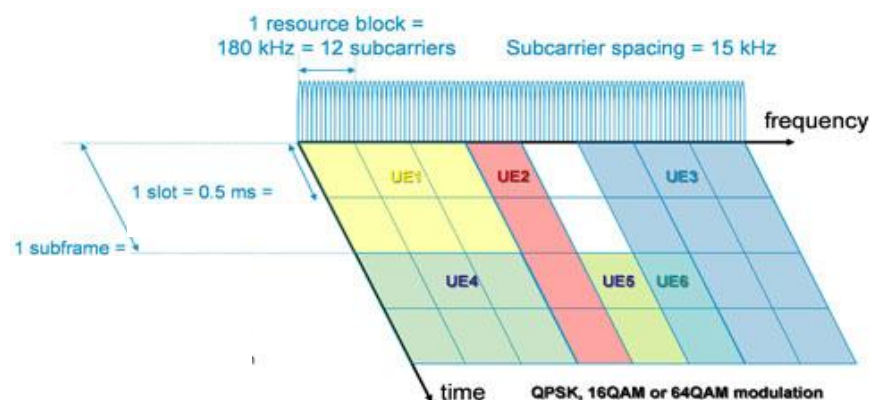


Figura 2.7 Explicación del funcionamiento de OFDMA.

2.2.2.2 OFDMA de portadora única (SC-OFDMA)

SC-OFDMA se diferencia de OFDMA en que los datos se van a transmitir de forma paralela. Esto es importante si no podemos permitirnos que el enlace acumule errores, por ejemplo en UL. Entonces este tipo de acceso se utiliza, dentro de LTE, para UL. La comparación entre un sistema y otro la podemos ver gráficamente en la Figura 2.8:

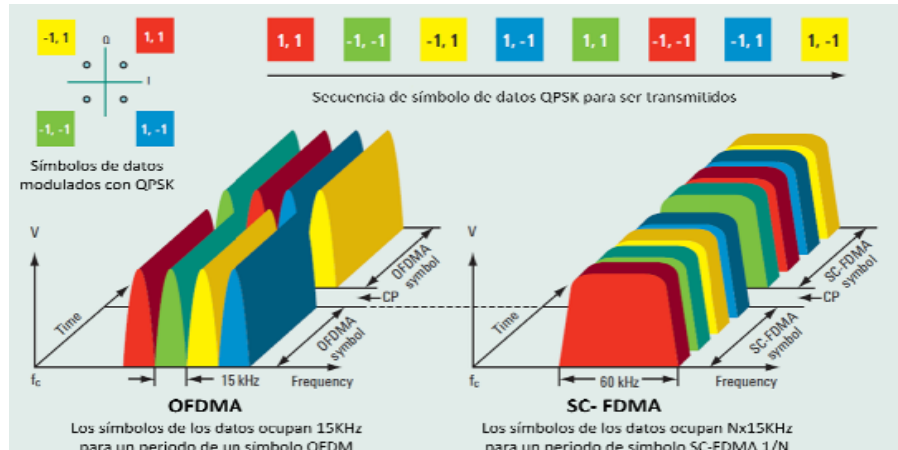


Figura 2.8 Comparación entre OFDMA y SC-FDMA.

2.2.3 La red celular

La red celular es una red formada por regiones, cada una con su propio transmisor. Estas regiones se conocen como BS y, en conjunto, cubren un cierto área territorial, es decir, dan cobertura a una cierta zona. Un MS que reciba datos de un BS pasará a ser responsabilidad de otro BS que tenga la misma frecuencia cuando el primer BS no esté cumpliendo las condiciones óptimas de señal. Cada BS dispondrá de un transceptor (conjunto de transmisor y receptor) dado que su red se usa para UL como DL. Las celdas pueden ser de diferentes formas: hexagonales, circulares, rectangulares... Aunque lo más utilizado en redes celulares es, como se muestra en la Figura 2.9, celdas hexagonales; en el caso de autopistas nos basaremos en las 'cigar-shaped' (forma alargada) que aprovechan mejor la directividad de la antena de la BS tan pronunciada en el ángulo en torno a los 0°.

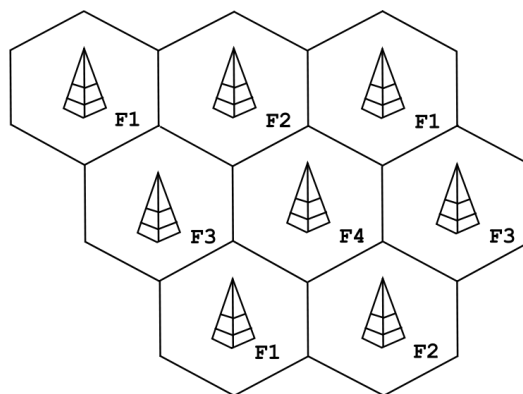


Figura 2.9 Red celular de celdas hexagonales.

La red celular tiene ciertas ventajas:

- Mayor capacidad que un transmisor único dado que una misma frecuencia se puede utilizar en varias celdas.
- Los MS necesitan menos potencia que con un solo transmisor por la cercanía entre las celdas.
- Mayor cobertura y pocas limitaciones en terreno.

A lo que hace referencia el primer punto, utilizar la frecuencia en distintas celdas, es lo que se conoce como *'frequency reuse'*.

2.2.3.1 El concepto de *'frequency reuse'*

Como sabemos, la introducción de la radiofrecuencia (espectro entre los 3 Hz y los 300 GHz) supuso un cambio importante en nuestra manera de entender las comunicaciones. Ya no solo había un transmisor, el cable, por el que se llevaba la información, sino que en diferentes áreas una misma frecuencia se podía usar para diferentes datos. Esto se aplica a la red celular pero hay un detalle que se debe tener en cuenta que es el espaciado, en términos de celdas, que debe haber como mínimo para evitar interferencias de tipo co-canal. Este espaciado va a depender, en gran medida, del tipo de interfaz de radio que nuestra red esté utilizando. El factor de *'reuse'* se calcula como:

$$F = \frac{1}{K} \quad (2.1)$$

donde K es el número de celdas que no pueden utilizar la misma frecuencia de transmisión. Hay algunos valores típicos: 1/3, 1/4, 1/7, 1/9... Valores como 3/4 significaría que hay 3 antenas en una BS en vez de 1, pero no es nuestro caso. El ancho de banda disponible se ve afectado en cualquier caso por B/K o B/NK si tenemos más de una antena. La distancia de *'reuse'* se calcula como:

$$D = R\sqrt{3N} \quad (2.2)$$

donde D es la distancia entre BS que utilizan la misma frecuencia, R el radio de la celda y N el número de celdas por cluster. El radio de las macroceldas en ciudades podría llegar a 1 km y sus límites pueden estar, o no, superpuestos. Para microceldas lo analizaremos en el capítulo de la planificación de nuestro sistema.

Como hemos explicado antes, DL y UL en LTE se basan en FDMA. Esto supone que aunque dejemos espacio suficiente entre celdas utilizando la misma frecuencia, siempre hay cierto nivel de interferencia entre ellas. Por este motivo, FDMA tendrá que tener, como mínimo, una celda de separación entre dos que utilicen la misma.

2.2.3.2 Microcells y antenas directivas

La Figura 2.9 era solo un ejemplo de la red celular, ya que en realidad nuestras celdas no son así.

En LTE, y en concreto para nuestro sistema de autopistas, vamos a hacer uso de las llamadas '*microcells*'. Una microcelda es aquella que se alimenta de una baja potencia por parte de la BS. Se utiliza para escenarios especiales, en general menor de 2 km, como es nuestro caso de una red de transporte. Idealmente la forma de la microcelda sería la representada en la Figura 2.10. Es decir, lo aproximamos a un rectángulo pero la forma real sería la del propio diagrama de radiación de la antena.

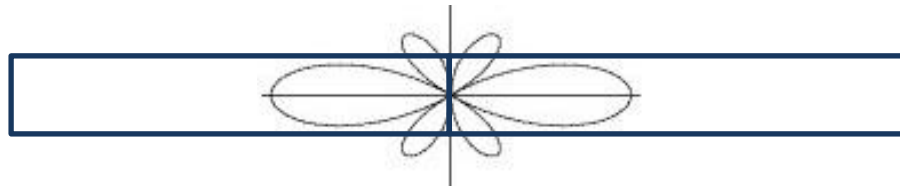


Figura 2.10 Representación y aproximación de microcelda a diagrama de antena directiva.

2.2.3.3 Handover

Dentro del escenario de autopistas, uno de los problemas es que nuestro MS irá cambiando de una celda a otra constantemente. Esto ocurre porque la BS a la que de la que esté recibiendo información dejará de ser lo suficientemente buena para la comunicación en calidad y se detectará que hay otra BS mejor por lo que el MS pasará a recibir información de nueva BS. Esto es lo que se conoce como traspaso o '*handover*' y puede ser más o menos estricto. La Figura 2.11 muestra un ejemplo.

Desde el punto de vista del usuario, este traspaso no es tan inmediato como se puede pensar, pueden darse 3 casos:

1. Sin handover: El MS simplemente pasa de una BS a otra, requiere una velocidad de llamada muy alta.
2. Soft-handover: Tiene una implementación muy difícil porque hay un momento en que el MS está conectado a la vez a BS origen y destino, para que la comunicación nunca se llegue a interrumpir.
3. Hard-handover: El MS solo se conecta a una de las BS, es decir, durante una fracción de tiempo del orden de milisegundos no está conectada a ninguna de ellas, durante el traspaso. Aunque es menos fiable que la anterior opción es la más sencilla de implementar y se utiliza en sistemas con FDMA y CDMA.

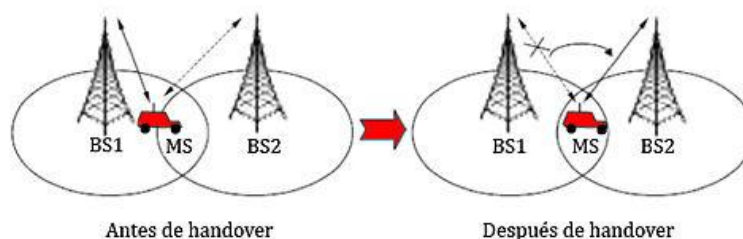


Figura 2.11 Concepto gráfico de handover.

En LTE para autopistas se aplica la tercera opción, el hard-handover, y muy rápido o 'seamless' (tiempo muy cercano a 0). Hay que tenerlo en cuenta en el análisis de resultados. Por ejemplo, si estudiamos un enlace con 1000 metros de distancia entre una BS y otra, los primeros y últimos metros de la celda se 'pierden' ya que el MS no se conecta a nada durante unos instantes. Los resultados no varían mucho, pero es algo a comentar.

El traspaso producirá además interferencia intercelular o '*Inter-cell interference coordination*' sobretodo en el borde de la celda. Dependiendo del sistema de reutilización de frecuencias por el que optemos, esta interferencia puede mejorar o empeorar. La Figura 2.12 muestra algunos ejemplos.

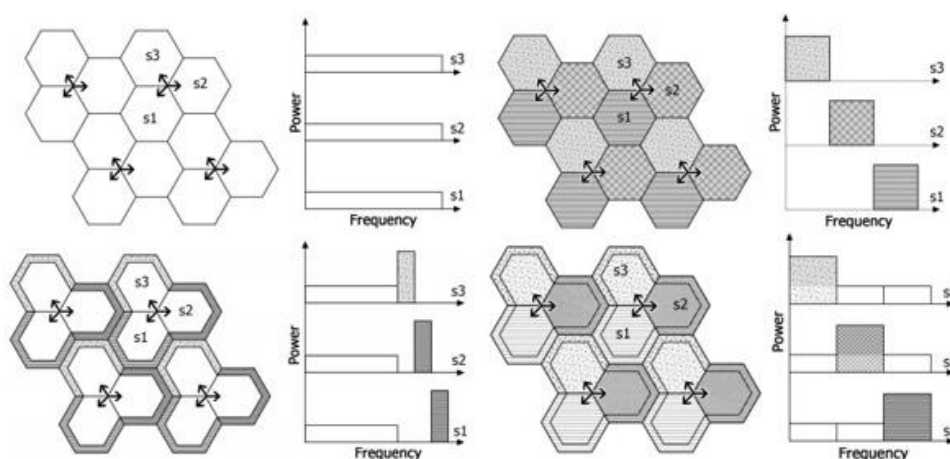


Figura 2.12 Esquemas de reutilización de frecuencias y acción de la ICIC.

2.2.4 Codificación del canal

En ocasiones toda esta aplicación de portadoras y modulaciones puede hacer que la información que llega finalmente al usuario no esté bien, por ejemplo, en relación a la cantidad de ruido que llega con ella y ha afectado a su contenido. Para evitar esto, podemos optar por transformar una señal antes de enviarla, esto es, codificarla. El objetivo es entonces reducir la probabilidad de error y garantizar un nivel de ruido pequeño en relación a la señal que lo lleva. La transformación incorporará herramientas de redundancia para detectar y corregir errores. Hay múltiples tipos de codificaciones, y en LTE hacemos uso de los llamados turbo códigos.

2.2.4.1 Turbo códigos

Los turbo códigos [4] se basan en la codificación para corrección de errores (FEC). Permiten una comunicación fiable a través de una aproximación del Teorema de Shannon (la máxima cantidad de datos digitales que se pueden transmitir sin error con la presencia de ruido en un enlace de ancho de banda específico). Los turbo códigos empiezan a tener una especial aplicación en sistemas que requieren baja potencia como lo son las comunicaciones por satélite o móviles. La Figura 2.13 representa dos codificadores concatenados y que se separan por un dispersor, este conjunto dará forma a un turbo código.

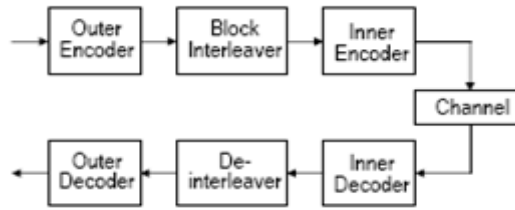


Figura 2.13 Esquema de creación de un turbo código.

A veces un único código no era suficiente, y, para aumentar la complejidad, se añadió otro codificador. El codificador del final puede entregar decisiones 'soft' o 'hard', y además puede realizar iteraciones. Cuantas más iteraciones, mayor fiabilidad, y menor tasa de errores en el envío de información. Si nos fijamos en la Figura 2.14, un codificador, podemos ver que ambos codificadores tienen una misma tasa de codificación 1/2 solo que el de abajo depende del de arriba. α es el dispersor y va intercalando grupos de bits, creando turbo códigos. La entrada de los dos codificadores, a excepción de la salida de paridad, son iguales, y solo se transmite la rama superior. Dos codificadores de tasa 1/2 en paralelo formarán un codificador 1/3 e irá aumentando 1/2 con los bits de paridad en índices impares del codificador superior y pares del interior.

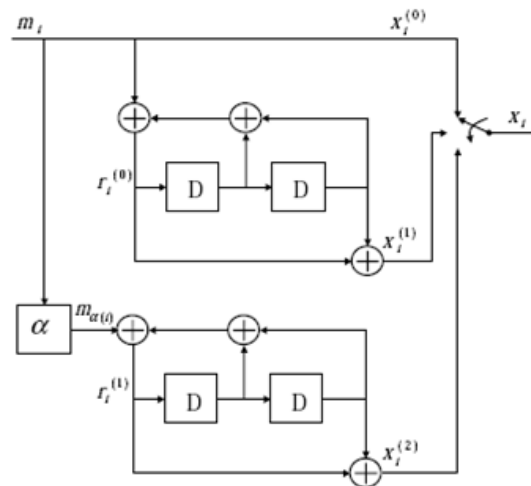


Figura 2.14 Esquema de un codificador para formación de turbo códigos.

2.2.4.2 Relación entre codificación de canal y modulación

Antes hemos descrito las modulaciones aceptadas por LTE, PSK y QAM. En relación con estas modulaciones está el término llamado codificación de canal, que describe la eficiencia de un esquema de modulación determinado. Por ejemplo, si utilizamos 16QAM con eficiencia de 0.5, significará que de los 4 bits de los que disponemos, 2 (0.5 de 4) serán útiles y los otros 2 contendrán información redundante.

La combinación de estos dos conceptos genera la Tabla 2.3, que es lo que aplicaremos al caso de DL en LTE. Muestra el MCS o 'Modulation Coding Scheme', el índice de modulación dependiente de si es PSK o QAM y la tasa de codificación generada por turbo código:

MCS	Modulación	Orden de la modulación	Tasa de codificación
0			
1	QPSK	2	0.17
2	QPSK	2	0.23
3	QPSK	2	0.29
4	QPSK	2	0.36
5	QPSK	2	0.45
6	QPSK	2	0.55
7	QPSK	2	0.64
8	16QAM	4	0.5
9	16QAM	4	0.55
10	16QAM	4	0.62
11	16QAM	4	0.72
12	16QAM	4	0.8
13	64QAM	6	0.64
14	64QAM	6	0.68
15	64QAM	6	0.76
16	64QAM	6	0.82
17	64QAM	6	0.91

Tabla 2.3 MCS relacionado a modulación y tasa de codificación

Esta tabla [5] será esencial para posteriores cálculos de la tasa binaria por sector o nivel medido en Mbps/Hz, que se detallará junto con la SINR en el siguiente capítulo, en la Tabla 3.4.

2.3 Objetivos de LTE en DL

Con todos los parámetros establecidos (acceso múltiple, microceldas, 'frequency reuse', tasa de codificación...) lo que queremos analizar es si llegamos a los objetivos esperados para DL. A continuación se detallan puntos de interés y la Tabla 2.4 con las principales características que se espera de DL y nuestro objetivo es ver si el diseño de la red lo cumple:

- Tasa de pico: 100 Mbps (para 20 MHz de ancho de banda y antena SISO)
- Capacidad: 2-4 veces la de HSPA básico
- Latencia reducida
- Flexibilidad de espectro: funciona en diferentes bandas de frecuencias
- Basado en paquetes

Bandas de frecuencia	900 – 1800 – 2000 – 2600 MHz (en Europa)
Anchos de banda	1.4 – 3 – 5 – 10 – 20 MHz (tener en cuenta son ideales)
Transmisión	OFDMA (en modos TDD y FDD)
Separación entre subportadoras	15 KHz / 7.5 KHz (normal / reducida)
Prefijo cíclico	5 μ s / 16.7 μ s
Modulaciones	QPSK – 16QAM – 64QAM
Codificación	Turbocódigo
Antenas	SIMO – MIMO (mínimo 2 antenas en recepción)

Tabla 2.4 Objetivos de DL para LTE

2.4 *Estado del arte*

Con todas las tecnologías explicadas, y antes de ponernos a diseñar una red con la que llegar a nuestros objetivos, conviene saber cómo de avanzado está el escenario.

Nuestro problema principal es que LTE no está desarrollado aún en el escenario que nos interesa, el de las autopistas. Hasta el momento es un estándar que se ha adaptado a núcleos urbanos. Podemos encontrar, eso sí, artículos sobre autopistas pero sobre enlaces UMTS o HSPA. Ninguno de estos estudios ha analizado la capacidad de los enlaces LTE para el caso de microceldas.

CAPÍTULO 3. PLANIFICACIÓN DE SISTEMAS LTE EN AUTOPISTAS

En este capítulo, ya una vez vistas todas las tecnologías, nos centraremos en nuestro escenario objetivo, una autopista. Una autopista se define como una pista de circulación con posibilidad de admitir un volumen de tráfico considerable y se diferencia de una carretera en que puede tener más de un carril de circulación, y dos sentidos separados por una calzada.

Con nuestro escenario definido y nuestros objetivos, calcular la capacidad de nuestro enlace y el radio máximo de cobertura, podemos proceder al diseño de la red.[6]

3.1 Modelos de propagación

Se define modelo de propagación como la ruta que sigue la señal desde su transmisor hasta el receptor. En un escenario puramente ideal, este fenómeno consistiría en una línea recta de un punto a otro, pero en escenarios reales podemos encontrarnos obstáculos que interfieren en la señal, y estos pueden ser de cualquier tipo (personas, edificios, montañas...). En general, los modelos están pensados para calcular la cantidad de señal que perdemos, su potencia en dBs, por estar ésta afectada ya sea por distancia, obstáculos... Algunos modelos de propagación se basan en probabilidades (probabilidad de que la señal en cuestión llegue o no) y otros en las estadísticas (se toman miles de mediciones en el área que queremos de cobertura). De la segunda forma, estadísticamente, podemos crear diferentes modelos para diferentes entornos, luego son los que más se usan.

Entre los modelos de propagación conocemos: ‘One-Slope’, ‘Two-Slope’, ‘Hata’, ‘Hata-Cost’... Cada uno de ellos es de utilidad para diferentes escenarios, pero nos limitaremos a explicar aquel que aplicamos al nuestro.

3.1.1 El modelo de propagación ‘Two-Slope’

El modelo de propagación ‘Two-Slope’ es el más adecuado para describir ondas electromagnéticas en carreteras en el caso de microceldas. En DL, lo adaptaremos para incluir las pérdidas por ‘shadowing’, las pérdidas por obst. En este modelo, se hace uso de un exponente de propagación (n_1 o n_2) hasta un punto de ‘breakpoint’ (R_b), a partir del cual utilizamos otro, de ahí el nombre de dos pendientes. A partir de este modelo podemos calcular las pérdidas como:

$$\begin{aligned} L_p(\text{dB}) &\approx L_b + 10n_1 \log_{10} \left(\frac{r}{R_b} \right) + L_g + \varepsilon_1 & \text{para } r \leq R_b \\ L_p(\text{dB}) &\approx L_b + 10n_2 \log_{10} \left(\frac{r}{R_b} \right) + L_g + \varepsilon_2 & \text{para } r > R_b \end{aligned} \quad (3.1)$$

donde Lg son las pérdidas por la luna del coche, r la distancia entre la BS de la microcelda y el MS y Lb las pérdidas de propagación en el punto de 'breakpoint' que se calculan como:

$$Lb(dB) = 20 \log_{10}\left(\frac{4\pi}{\lambda}\right) + 10n_1 \log_{10}(Rb) \quad (3.2)$$

Por otro lado, el punto de 'breakpoint' se calcula como:

$$Rb = \frac{4h_b h_m}{\lambda} \quad (3.3)$$

donde h_b es la altura de la antena de la BS en metros, h_m es la altura de la antena del MS en metros, λ la longitud de onda en metros, ε_1 y ε_2 son variables aleatorias Gaussianas de media cero y una desviación típica σ_1 y σ_2 respectivamente que representan el efecto de 'shadowing', la desviación de las pérdidas respecto a su media por factores externos como obstáculos.

Hay que tener en cuenta que hay muchas variables en dependencia, sin ir más lejos, del tipo de vehículo con el que nos estemos moviendo. Por ejemplo, las alturas de antenas tanto de la BS como de la MS son variables y por tanto Rb lo será también. La Tabla 3.1 define algunos valores típicos de estas alturas, aunque para el análisis no usemos todos ellos:

h_b	6 m
	7 m
	8 m
h_m	1 m (coche)
	1.5 m (autobús)
	1.5-3.5 m (autobús de dos pisos)

Tabla 3.1 Alturas de las antenas de BS y MS

Como decíamos, a partir de estos valores obtendremos puntos de 'breakpoint' muy diversos dependiendo del tipo de vehículo que estemos usando. Nos limitaremos en los resultados al caso de coches, el que tiene más frecuencia en las carreteras, pero lógicamente se puede aplicar a cualquier caso.

La Tabla 3.2 define los valores del modelo de propagación que tendremos en cuenta para nuestro análisis:

Rb	200 – 300 m
n_1	2 – 2.25
n_2	4 – 5
σ_1	3 – 4 dB
σ_2	6 – 8 dB
Lg	2.6 dB

Tabla 3.2 Valores de los parámetros del modelo de propagación

Los valores de n_1 y n_2 dependen del entorno. En nuestro caso es al aire libre. Se consideran las pérdidas por el cristal, Lg de 2.6 dB por asociarse 1dB por cada GHz.

3.2 Análisis de las interferencias

Las interferencias se deben al concepto explicado anteriormente de '*frequency reuse*'. En la Figura 3.1 se representa la cobertura de una microcelda y en la Figura 3.2 un ejemplo de la acción de dos celdas interferentes a la que está bajo estudio, en el cual se encuentra el coche. La idea de interferencia es que la antena que se encuentra dando cobertura al sector en el que está el coche se ve afectada por otra que hace uso de la misma frecuencia a una cierta distancia.

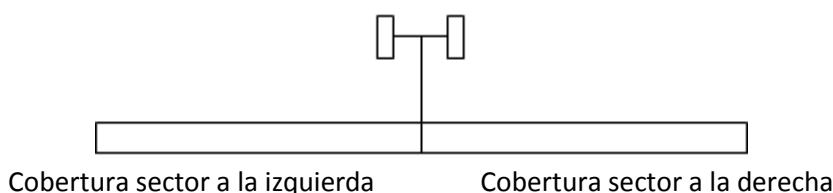


Figura 3.1 Cobertura de una microcelda.

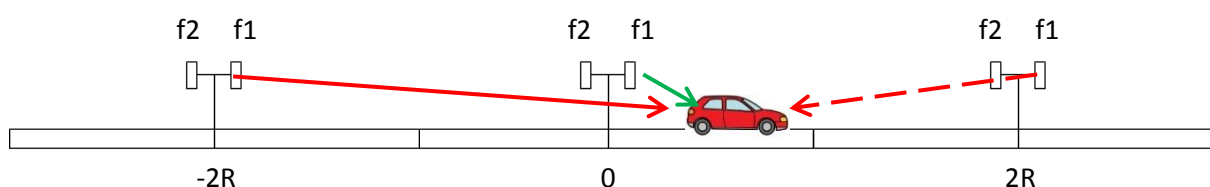


Figura 3.2 Acción de dos interferencias sobre el sector bajo estudio.

Si el MS se encuentra utilizando f_1 y hay 2 frecuencias posibles, por el '*frequency reuse*' nos interfieren 2 BS, una a distancia $2R$ y otra a $-2R$, siendo R longitud de un sector. En la Figura 3.2 la flecha verde es la señal deseada y las rojas son las interferentes. El hecho de que una sea continua y la otra no, no es casualidad. Cada BS tiene dos antenas con sus respectivos diagramas de radiación. Las flechas continuas representan efectos por el lóbulo principal de la antena y las discontinuas representan efectos por lóbulo trasero de la antena. En el Anexo podemos encontrar ejemplos representativos de diagramas de radiación para entender mejor este concepto.

Igual que en el capítulo anterior hablamos de las interferencias '*inter-carrier*' en los bordes del sector, hay que definir estas nuevas interferencias por el '*frequency reuse*' como '*co-channel*', que se empiezan a pronunciar sobretodo a partir del punto de '*breakpoint*'.

3.3 Cálculo de SNR y SINR

3.3.1 SNR

'*Signal-to-noise-ratio*' es una medida que compara el nivel mínimo deseado de una señal con el nivel de ruido que puede procesar. Se expresa en decibelios y relaciona la potencia de la señal con la potencia del ruido. Toda relación mayor que 1:1 (0 dB) indicará más cantidad de señal que de ruido. La SNR, el ancho de banda y la capacidad del canal están relacionados bajo el teorema de Shannon-Hartley, el cual está detallado en el Anexo. Se calcula como:

$$SNR = \frac{P_{señal}}{P_{ruido}} \quad (3.4)$$

donde ambas potencias deben medirse en un mismo punto del sistema y para el mismo ancho de banda. Su valor en las unidades deseadas (dB) se calcula como:

$$SNR_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{señal}}{P_{ruido}} \right) = 10 \log_{10}(P_{señal}) - 10 \log_{10}(P_{ruido})$$

$$SNR_{dB} = P_{señal,dB} - P_{ruido,dB} \quad (3.5)$$

3.3.2 SINR

'Signal-to-interference-plus-noise-ratio' es una medida que relaciona, por un lado la potencia de la señal y por otro la suma de la potencia de ruido y la potencia de las interferencias. Se mide en decibelios y es de gran utilidad en comunicaciones inalámbricas porque relaciona de alguna manera el desvanecimiento de la señal con la distancia, asociado a pérdidas, es decir, interferencias. En definitiva, es añadir a la SNR, explicada anteriormente, la influencia de señales interferentes a nuestra deseada. En el caso de que la potencia de ruido sea cero, tendríamos una nueva medida, la SIR. Análogamente, en el caso de no haber potencia de interferente, volveríamos a la SNR. Se calcula como:

$$SINR = \frac{P_{señal}}{P_{ruido} + P_{interf}} \quad (3.6)$$

donde todas potencias deben medirse en un mismo punto del sistema y para el mismo ancho de banda. Su valor en las unidades deseadas (dB) se calcula como:

$$SINR_{dB} = P_{señal,dBm} - 10 \log_{10}(P_{ruido,mW} + P_{interf,mW}) \quad (3.7)$$

3.3.3 SINR móvil

$SINR_m$ es la SINR explicada anteriormente pero con la acción de la interferencia entre interportadoras. Se calcula como:

$$SINR_m = \frac{\left| \frac{\sin(\pi\Delta)}{N \sin(\frac{\pi}{N}\Delta)} \right|^2}{1 - \left| \frac{\sin(\pi\Delta)}{N \sin(\frac{\pi}{N}\Delta)} \right|^2 + \frac{1}{SNR}} \quad (3.8)$$

donde N es el número de portadoras (su cálculo se explica más adelante) y Δ se calcula como:

$$\Delta = \frac{f_d}{\Delta f} \quad f_d = \frac{v}{\lambda} \quad (3.9)$$

siendo f_d la frecuencia de Doopler que se calcula con la segunda fórmula donde v es la velocidad del móvil y Δf la separación entre portadoras (15 KHz).

De la Ecuación 3.8 debemos conocer el valor de SNR y de N . El primero dependerá de los valores de potencia tanto de señal como de ruido y el segundo depende de varios conceptos. Explicamos su cálculo referenciando parte de código y algunos conceptos básicos de LTE:

- RE o '*Resource Element*' es la unidad de transmisión más pequeña de LTE, es una subportadora.
- El espaciado entre portadoras es de 15 KHz.
- Un '*slot*' de tiempo es de 0.5 ms y se corresponde a 7 símbolos de LTE en condiciones normales.
- RB o '*Resource Block*' es el conjunto de 12 subportadoras en frecuencia o un '*slot*' slot en tiempo.

12 subportadoras a razón de 15 KHz de separación entre ellas, da una longitud de bloque de 180 KHz, que es lo que nos encontramos en el código:

```
Sep_carrier = 15*10^3;      % Separación entre portadoras en Hz
Longitud_Rb = 180*10^3;    % Longitud del bloque
Ancho_banda_nominal = 20;  % MHz (banda real)
Num_Rb = 100;              % Resource blocks
SC_por_Rb = (Longitud_Rb)/(Sep_carrier);
Num_portadoras = Num_Rb*SC_por_Rb;
```

Entonces, la separación entre portadoras y la longitud de un bloque de información son valores fijos, pero cada ancho de banda nominal lleva asociado un número de bloques, por capacidad, y esto al ser variable da lugar a un número de portadoras también variable. La Tabla 3.3 relaciona el número de bloques que entran en un cierto ancho de banda y el número de portadoras que generan.

Ancho de banda nominal	1.4 MHz	3 MHz	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz
Número de bloques (RB)	6	15	25	50	75	100
Número de portadoras	72	180	300	600	900	1200

Tabla 3.3 Cálculo de número de portadoras en relación al ancho de banda.

3.4 Tasa binaria

Tal y como dijimos la Tabla 2.3, ésta se asociaría a otra tabla referente a la tasa binaria por sector de este capítulo. La Tabla 3.4 muestra la relación que existe entre la tasa de codificación y la modulación asociada a cada MCS. Aprovecharemos la misma tabla para dar valores de SINR mínima por MCS. Esto significa que, para una modulación dada, cada MCS marcará una nueva eficiencia en la tasa de codificación que se aplica. Cada modulación y tasa de codificación se combinan para delimitar hasta qué punto existe una cierta tasa binaria o SINR.

MCS	Modulación	Orden de la modulación	Tasa de codificación	Tasa binaria en sector (Mbps/Hz)	SINR (dB)
0					<-3.4
1	QPSK	2	0.17	0.34	-3.4
2	QPSK	2	0.23	0.46	-2.3
3	QPSK	2	0.29	0.58	-1.4
4	QPSK	2	0.36	0.72	-0.4
5	QPSK	2	0.45	0.9	0.8
6	QPSK	2	0.55	1.1	2.7
7	QPSK	2	0.64	1.28	5.3
8	16QAM	4	0.5	2	6.8
9	16QAM	4	0.55	2.2	7.5
10	16QAM	4	0.62	2.48	8.5
11	16QAM	4	0.72	2.88	10
12	16QAM	4	0.8	3.2	11.4
13	64QAM	6	0.64	3.84	14
14	64QAM	6	0.68	4.08	14.5
15	64QAM	6	0.76	4.56	15.8
16	64QAM	6	0.82	4.92	17.1
17	64QAM	6	0.91	5.46	19.8

Tabla 3.4 Tasa binaria en sector y SINR en relación a la tasa de codificación

3.4.1 Factores atenuantes de la tasa binaria

3.4.1.1 Multiplexaciones TDD y FDD

Como apuntamos en la Tabla 2.4, LTE soporta en DL dos tipos de multiplexación: TDD y FDD. Ambas son del tipo *'full-duplex'*, es decir, capaces de comunicar dos canales al mismo tiempo, pero hay ciertas diferencias entre ellas:

- FDD es multiplexación de espectro equitativo, es decir, si decimos que tenemos un ancho de banda de 20 MHz, tanto UL como DL disponen de 20 MHz cada uno.
- TDD es multiplexación de espectro no equitativo porque, a diferencia de FDD, los 20 MHz se repartirán entre UL y DL.

Este tipo de multiplexaciones afectan de forma directa a la tasa binaria bruta porque, en el caso de FDD, tanto DL como UL disponen de un ancho de banda simétrico; pero en el caso de TDD el ancho de banda de los enlaces es asimétrico y compartido en el tiempo, luego la tasa binaria también lo será. La elección del tipo de multiplexación depende en gran medida de la banda a la que estemos trabajando. La Tabla 3.5 indica que para nuestra frecuencia de trabajo en la planificación, 2600 MHz, utilizamos FDD.

Band	FDD/TDD
700MHz	FDD
800MHz	FDD
900MHz	FDD
1800MHz	FDD
2100MHz	FDD
2600MHz	FDD
2300MHz	TDD
2600MHz	TDD

Tabla 3.5 Relación entre FDD y TDD con banda de frecuencia. – Fuente: Informa Telecoms & Media

3.4.1.2 Prefijo cíclico

Otro de los factores atenuantes que nos podemos encontrar es el CP, que contiene una serie de muestras, símbolos, que se duplican del final de la última subportadora transmitida y se incorpora a la siguiente subportadora. Esto sirve como intervalo de salvaguarda para evitar errores entre símbolos y preserva la ortogonalidad de la subportadoras de transmisiones del tipo OFDM, pero también prolonga la duración de la portadora, luego afecta a la tasa binaria. En teoría, en torno a un 10% del total de ancho de banda sirve como salvaguarda de errores. Por ejemplo, en el caso de un ancho de banda de 20 MHz, solo 18 MHz se considera banda útil y esto, lógicamente, afecta a la tasa binaria final neta.

Es de remarcar que ninguno de estos factores atenuantes (FDD, TDD o CP) se han tenido en cuenta en las figuras finales de tasa binaria. Esto significa que lo que estaremos viendo es la tasa binaria bruta, no la neta.

3.5 Ganancia de la antena transmisora y potencia de ruido

Incluimos en este apartado un concepto que no hemos tenido en cuenta hasta ahora y es que, al estar trabajando para un escenario final de 6 carriles, debemos tener en cuenta que la BS no se encuentra en medio del carril y permite al MS captar su lóbulo principal completo, sino que se calcula teniendo en cuenta la posición del MS respecto a la BS en términos de distancia horizontal y vertical:

$$G_{s_{dB}} = \max[G_{tx} - 12 \left(\frac{\Delta\theta}{\theta_{-3dB}} \right)^2, G_{tx} - SLL] \quad (3.10)$$

donde $\Delta\theta$ es la desviación de ángulo de la ganancia máxima en el plano horizontal y θ_{-3dB} se define según la directividad de la antena que se aplique (se pueden encontrar los cálculos de esto en el Anexo).

Por otro lado la potencia de ruido el cálculo se calcula como:

$$N_{dB} = -114 + 10 \log_{10}(0.92 \times BW) + NF \quad (3.11)$$

donde el valor de BW se multiplica por un factor atenuante. Este factor normalmente correspondería al 90 % dado que el otro 10 % se dejaría para incluir el CP (por ejemplo en el

caso de 20 MHz, la banda que usamos sería realmente de 18 MHz). El hecho de multiplicarlo por 0.92 en vez de 0.9 se debe a que tomamos como ancho de banda real aquel que incluye el ancho del filtro FI que toma la señal. No nos adentraremos más en este concepto. Por último, NF hace referencia al factor de ruido y lo veremos más adelante.

3.6 Explicación del programa de análisis

Vamos a proceder en este apartado a explicar en detalle el programa que contempla todos los parámetros de los que hemos hablado hasta el momento y, con ellos, podremos analizar los resultados finales.

Para empezar, seleccionamos una frecuencia de funcionamiento de 2600 MHz (dentro de las especificaciones de LTE) y una velocidad de entre 80 y 120 km/h sobre las que calculamos las Ecuaciones 3.9:

```
vel = 80; % km/h
v = vel*(1000/3600); % m/s
f = 2.6; % GHz
lambda = 0.3/f; % Longitud de onda
fd = v/lambda; % Frecuencia de Doppler en Hz
Sep_carrier = 15*10^3; % Separación entre portadoras en Hz
Longitud_Rb = 180*10^3; % Longitud del bloque
SC_por_Rb = (Longitud_Rb)/(Sep_carrier); % Subportadoras por RB
delta = fd/Sep_carrier; % A
```

Las pérdidas de propagación a 1 metro, parten de la Ecuación 3.2:

```
L1m = 20*log10((4*pi)/lambda);
```

Después, seleccionamos un cierto ancho de banda (que no tenga en cuenta los factores atenuantes por el momento) y de ella fijamos un valor de RB con la Tabla 3.3. Esto nos genera el número de portadoras y nos permite ya calcular partes de la Ecuación 3.8 para la posterior aplicación de la SINRm en función de la distancia (más adelante en el código):

```
Ancho_banda_nominal = 20; % MHz (banda real)
Num_Rb = 100; % Resource blocks
Num_portadoras = Num_Rb*SC_por_Rb; % Número de portadoras
Aa = sin(pi*delta); % SINRm por partes
Bb = Num_Rb*sin(pi*(delta/Num_Rb));
Cc = (Aa/Bb)^2;
```

Con la ayuda de algunos parámetros resaltados de la Tabla 3.5, introduciremos las siguientes variables:

Downlink	GSM voice	HSPA	LTE
Data rate (kbps)	12.2	1024	1024
Transmitter – Node B			
Tx power (dBm)	44.5	46	46
Tx antenna gain (dBi)	18	18	18
Cable loss (dB)	2	2	2
EIRP (dBm)	60.5	62	62
Receiver – UE			
UE noise figure (dB)	–	7	7
Thermal noise (dB)	-119.7	-108.2	-104.5
Receiver noise floor (dBm)	–	-101.2	-97.5
SINR (dB)	–	-5.2	-9
Receiver sensitivity (dBm)	-104	-106.4	-106.5
Interference margin (dB)	0	4	4
Control channel overhead (%)	0	20	20
Rx antenna gain (dBi)	0	0	0
Body loss (dB)	3	0	0
Maximum path loss	161.5	163.4	163.5

Tabla 3.6 Parámetros downlink [7]

Definimos una potencia de transmisión de 2W que entra dentro de los valores recomendados por la Tabla 3.6 (el máximo recomendado estaría en torno al 10% de los 46 dBm, es decir, 4.6 W). La recomendación de la antena transmisora es de 18 dBi, pero optamos por una de 12 dBi por ahorrar en costes económicos (podemos encontrar más información sobre la directividad de la antena en el Anexo). Dicha antena tiene un nivel de SLL en torno a los 20 dB. Para la antena receptora, al valor es lógicamente de 0 dB. En cuanto al ruido, la recomendación del factor de ruido está en 7 dB. En el capítulo de Conclusiones y Trabajo futuro encontraremos qué efecto tendría mejorar este valor. El cálculo de la potencia de ruido es la aplicación de la Ecuación 3.11:

```
Ptx = 2; % Potencia transmisora en W
Ptx = 10*log10(Ptx); % Potencia transmisora en dBW
Ptx = 30 + Ptx; % Potencia transmisora en dBm
Gtx = 12; % Nivel de lóbulo principal del
            transmisor
Grx = 0; % Nivel de lóbulo principal del receptor
SLL = 20; % Nivel de SLL de antena transmisora
NF = 7; % Noise Factor
N = -114 + 10*log10(Ancho_banda_nominal*0.92) + NF; % Potencia de
                                                    ruido
```

A nuestro código añadimos los exponentes de propagación que veíamos en la Ecuación 3.1 entre los valores proporcionados por la Tabla 3.2 y un valor de 'breakpoint' calculado con la Ecuación 3.3 gracias a los valores de la Tabla 3.1:

```
n1 = 2; % Exponentes de propagación
n2 = 4;
Rb = 250; % m
```

Lo siguiente que tendremos en cuenta son las pérdidas por ir dentro del vehículo. Como explicamos en este capítulo en la sección de interferencias, éstas cambian si, dentro del sector, estamos desplazándonos hacia la antena o nos estamos alejando de ella. Se especifican el valor de pérdidas por 3 puntos: la luna del coche, el asiento y el cuerpo. El bucle diferencia si estamos acercándonos a la antena o alejándonos, es decir, el sentido en qué sentido vamos. Por ejemplo, si nos estamos acercando a la antena la única pérdida que tenemos es la del cristal, luego las pérdidas extra por asiento y cuerpo son 0:

```

Lcristal = f; % Consideramos que perdemos a 1dB/GHz
Lasiento = 5; % dB
Lcuerpo = 5; % dB
Lextra = 0; % Lextra = 0 (caso mejor, vamos
acercándonos a la antena en el sector)
% Lextra = 10 (caso peor, vamos alejándonos
de la antena en el sector)

if Lextra == 0
    Lextral = 10;
else
    Lextral = 0;
end

```

La antena que estemos utilizando en la BS también afecta. Es un valor que escalará la tasa binaria más adelante en el código:

```

scale = 1; % 1 si hacemos uso de SIMO
% 2 o 4 si hacemos uso de MIMO 2x2 o 4x4

```

Hay que tener en cuenta también las variables aleatorias de las que hablábamos en la Ecuación 3.1 por efecto de *'shadowing'*. Éstas dependen del porcentaje de ubicaciones de *'shadowing'* y de la desviación típica de ese punto. Con los porcentajes analizamos la distribución normal Gaussiana de la Tabla 3.7 y seleccionamos una tipificación que multiplicada por la desviación típica nos da ε_1 y ε_2 respectivamente. Por ejemplo, al 99% de ubicaciones de *'shadowing'* (solo un 1% del sector se ve afectado por obstáculos), la tipificación es de 2.33:

```

epsilon_menorRb = 7; % =z en distribución N(0,1)*sigma1=2.33*3
epsilon_mayorRb = 14; % =z en distribución N(0,1)*sigma2=2.33*6

```

z_0	0,00	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09	z_0
0,0	0,5000	0,5040	0,5080	0,5120	0,5160	0,5199	0,5239	0,5279	0,5319	0,5359	0,0
0,1	0,5398	0,5438	0,5478	0,5517	0,5557	0,5596	0,5636	0,5675	0,5714	0,5753	0,1
2,0	0,9772	0,9778	0,9783	0,9788	0,9793	0,9798	0,9803	0,9808	0,9812	0,9817	2,0
2,1	0,9821	0,9826	0,9830	0,9834	0,9838	0,9842	0,9846	0,9850	0,9854	0,9857	2,1
2,2	0,9861	0,9864	0,9868	0,9871	0,9875	0,9878	0,9881	0,9884	0,9887	0,9890	2,2
2,3	0,9893	0,9896	0,9898	0,9901	0,9904	0,9906	0,9909	0,9911	0,9913	0,9916	2,3
2,4	0,9918	0,9920	0,9922	0,9925	0,9927	0,9929	0,9931	0,9932	0,9934	0,9936	2,4
2,5	0,9938	0,9940	0,9941	0,9943	0,9945	0,9946	0,9948	0,9949	0,9951	0,9952	2,5
2,6	0,9953	0,9955	0,9956	0,9957	0,9959	0,9960	0,9961	0,9962	0,9963	0,9964	2,6
2,7	0,9965	0,9966	0,9967	0,9968	0,9969	0,9970	0,9971	0,9972	0,9973	0,9974	2,7

Tabla 3.6a Ejemplo de tipificación en distribución normal Gaussiana.

Por último llegamos al bucle de cálculos. En este aplicamos los cálculos de pérdidas por sector (en principio un sector tiene una distancia de $R = 1000$ m, pero después analizaremos resultados con valores mayores y menores a este). Todas las pérdidas de calculan con la Ecuación 3.1. Si los valores son menores que el punto establecido de *'breakpoint'*, el exponente de propagación que se utilizará será n_1 y sino n_2 . Aunque son muchos los casos que proponemos en los resultados, para la explicación de código aplicamos las interferencias y respectivas pérdidas de la Figura 3.2 con espaciado entre BS de $2R$ y *'frequency reuse'* de 1 a 2 frecuencias. El MS se está aproximando a la BS:

```

for d = 1:R;
    if d < Rb
        Lp1 = L1m+10*n1*log10(Rb)+10*n1*log10(d/Rb)+epsilon_menorRb;
    else

```

```

        Lp1 = L1m+10*n1*log10(Rb)+10*n2*log10(d/Rb)+epsilon_mayorRb;
    end

    Lp2 = L1m+10*n1*log10(Rb)+10*n2*log10((2*R+d)/Rb);
    .
    .
    .
    Lp7 = L1m+10*n1*log10(Rb)+10*n2*log10((2*R-d)/Rb);

% Potencia de señal e interferencias (incluye ruido) en unidades
naturales:
Srx = Ptx + Gtx + Grx - Lp1 - Lcristal - Lextra;
Icc1 = Ptx + Gtx + Grx - Lp2 - Lcristal - Lextra - epsilon_mayorRb;
.
.
.
Icc7 = Ptx + Gtx-SLL + Grx - Lp8 -Lcristal - Lextra1 -epsilon_mayorRb;

% Potencia de señal e interferencias (incluye ruido) en dBs:
Srx = 10^(Srx/10);
Icc1 = 10^(Icc1/10);
.
.
.
Icc2 = 10^(Icc2/10);
N1 = 10^(N/10);

```

Y se aplican las Ecuaciones 3.4 y 3.6 para el cálculo de SNR y SINR respectivamente:

```

SNR1 = (Srx/(N1+Icc1+...+Icc7));
SINR1(d) = 10*log10(Cc/(1-Cc+(1/SNR1)));

```

La Tabla 3.4 se aplica en los siguientes bucles. CQI es lo equivalente a MCS:

```

% SINR por CQI
if SINR1(d) < -3.4
    CQI(d) = 0;
elseif SINR1(d) < -2.3
    CQI(d) = 1;
    .
    .
    .
else
    CQI(d)= 17;
end
%Tasa binaria por CQI
if SINR1(d) < -3.4
    Tb(d) = 0;
elseif SINR1(d) < -2.3
    Tb(d) = 0.34;
    .
    .
    .
elseif SINR1(d) < 19.8
    Tb(d) = 4.92;
else
    Tb(d) = 5.46;
end

```

```
end %Fin de bucle
```

La tasa binaria bruta, es decir, sin tener en cuenta los factores atenuantes se calcula aplicando a la tasa binaria por CQI el ancho de banda que estemos utilizando y la antena. La tasa binaria media se dividirá entre la longitud de todo el sector:

```
sum1 = 0;
for d = 1:R;
    Tbfinal_hacia(d) = Tb(d)*Ancho_banda_nominal*scale;
    sum1 = sum1+Tbfinal_hacia(d);
end

Tbfinal_hacia_media = sum1/R
```

3.7 Resultados numéricos

Se finaliza el capítulo con la sección que estudia la capacidad del enlace de DL en caso de microceldas con OFDMA en autopistas. Para ello se exponen algunas figuras que se han obtenido con los siguientes valores, además de los ya vistos en el código, a no ser que se especifique lo contrario:

- $R = 1000$ m
- $P = 2W$
- $v = [80-120]$ km/h (valores típicos de autopistas españolas)
- $R_b = 250$ m
- $BW = 20$ MHz
- $f = 2.6$ GHz
- $scale = 1$

Algo que se da por hecho en los resultados es lo que comentamos del '*handover*'. Hay que tener en cuenta que, aunque todas las figuras muestran el sector de 1000 m por completo, la comunicación se pierde unos instantes tanto al principio como al final de este. Además, teniendo en cuenta que una autopista consiste en 6 carriles, cada usuario se puede encontrar en un punto del espacio dentro del sector. Dependiendo de la distancia entre el MS y la BS y el carril en que nos encontremos, la potencia de señal puede verse más o menos afectada por interferencias. Por ejemplo, hasta los 100 m, la acción de las interferencias por el '*frequency reuse*' se contrarrestan con las '*inter-carrier*' por proximidad a la BS. A partir de los 100m y hasta el punto de '*breakpoint*', empiezan a bajar las '*inter-carrier*' y a subir las '*co-channel*', que vienen del '*frequency reuse*' de celdas alejadas. Poco a poco, hasta antes de cambiar de sector, las '*co-channel*' seguirán aumentando.

Vamos a estudiar ahora varios puntos de interés para llegar a una conclusión final en todo el sector. En primer lugar, el caso particular de '*frequency reuse*' va a ser de 1, es decir, utilizaremos 2 frecuencias.

3.7.1 Resultados con 2 frecuencias de trabajo

3.7.1.1 Carril a velocidad variable y en dirección a la BS

En los primeros metros de la Figura 3.3 vemos como la acción de las interferencias ‘inter-carrier’ depende mucho de la velocidad a la que vayamos. En el punto de ‘breakpoint’ se nota el efecto del cambio de exponente de propagación y las 3 gráficas se empiezan a igualar. Esta convergencia al final del sector se debe a la acción ahora de las interferencias ‘co-channel’ y el cambio del efecto de ‘shadowing’ por pérdidas a medida que nos alejamos de la BS. El final del sector tiene un nivel de 9.302 dB que está por encima de los niveles de la Tabla 3.4, luego la comunicación se cumple en todo ello. En este caso, al estar aproximándonos a la BS las pérdidas que afectan son las del cristal.

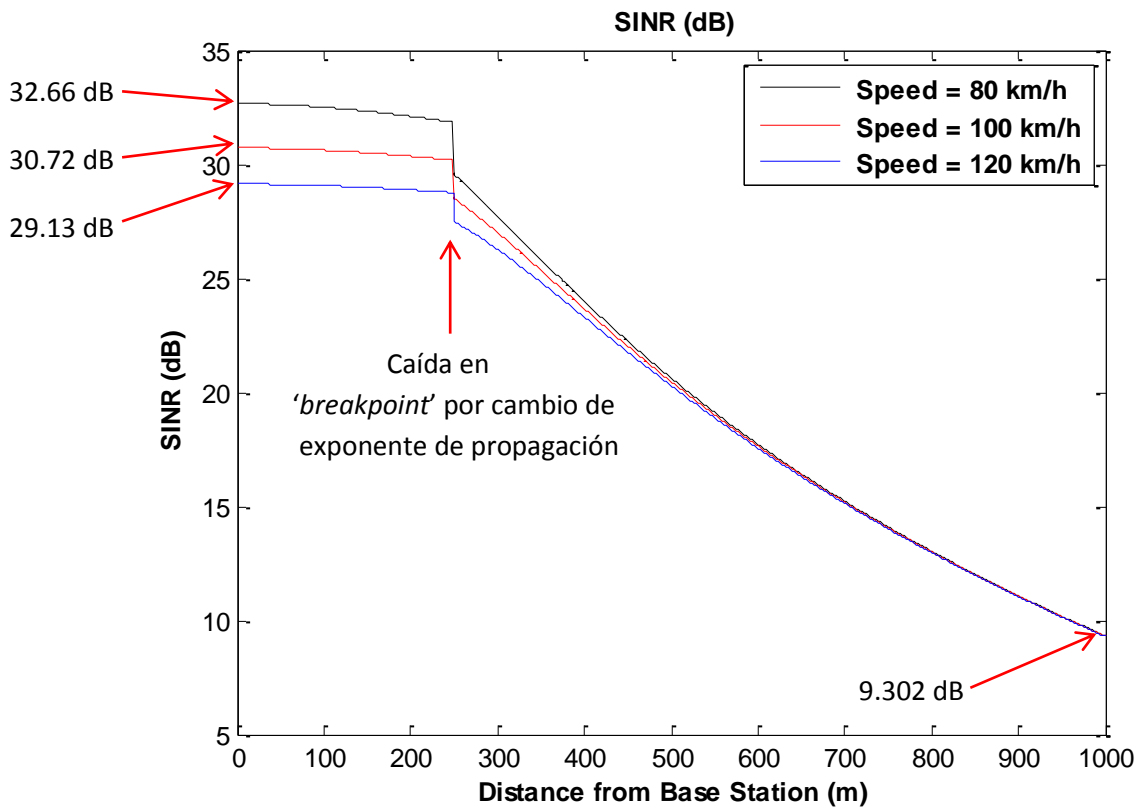


Figura 3.3 SINR para carril aproximándose a BS en 3 velocidades distintas y 2 frecuencias

Debemos tener en cuenta un efecto que, aunque es importante, afecta a una zona muy pequeña. Para empezar, la forma correcta de definir la Ecuación 3.9 Referente a f_d , realmente debería ser de la forma de la Ecuación 3.12. El $\cos(\theta)$ va a ser casi despreciable cuando la distancia sea grande, pero al principio de la celda en los primeros 30 metros, su valor es pequeño y va a provocar un cambio notable en la potencia de la señal. Después el valor se empieza a igualar prácticamente a 1 y el efecto no sería notable en nuestras gráficas.

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos(\theta) \quad (3.12)$$

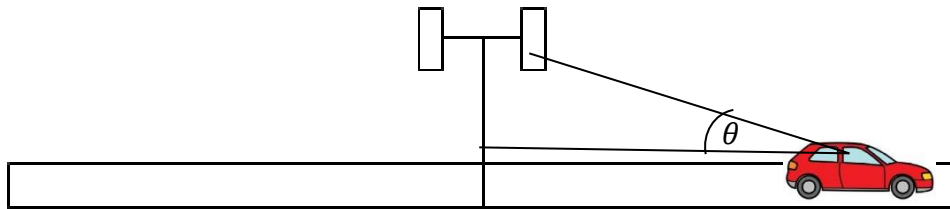


Figura 3.4 Efecto de θ en el cálculo óptimo de la frecuencia de Doppler.

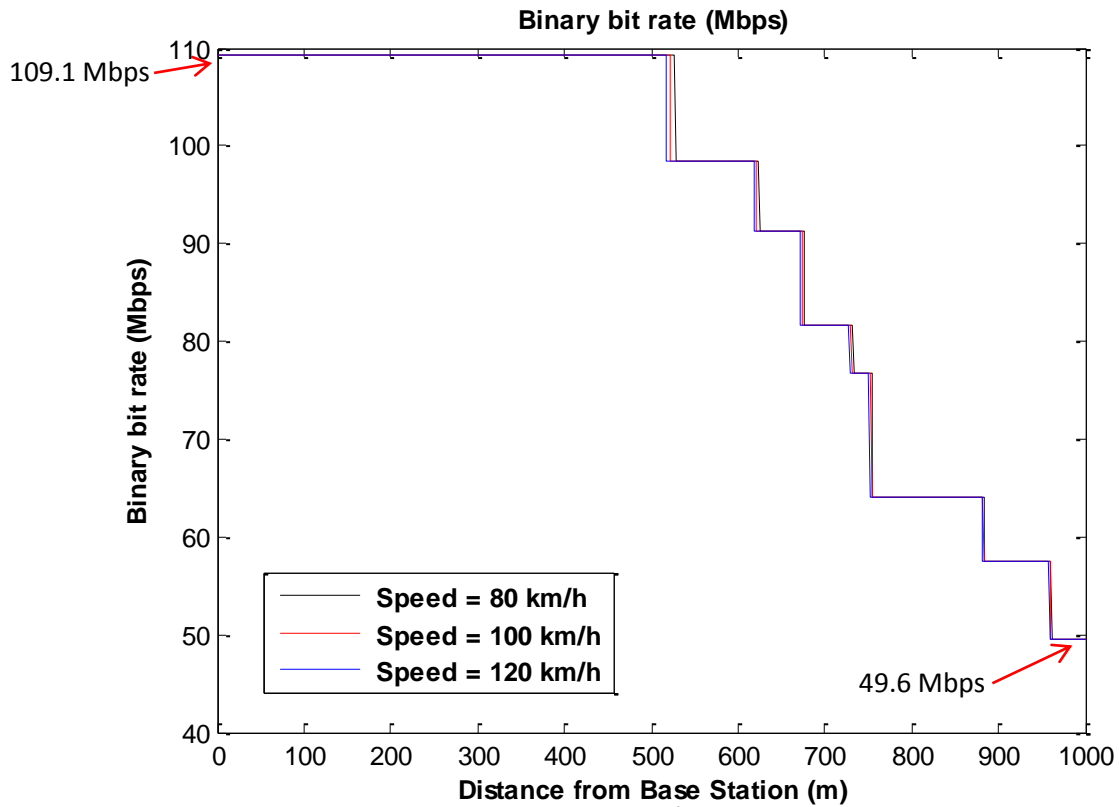


Figura 3.5 Tasa binaria bruta para carril aproximándose a BS en 3 velocidades distintas y 2 frecuencias.

La tasa binaria, en la Figura 3.5, no tiene en cuenta factores atenuantes. A diferencia de la SINR, la tasa binaria refleja que la velocidad del MS entre estos valores no va a afectar demasiado. A medida que nos alejamos de la BS, a 0 metros, bajamos de 190.1 a 49.6 Mbps, por el efecto de la distancia y cambio de tasa de codificación en dependencia del nivel de SINR. En la Tabla 3.7 encontramos la relación entre la potencia que se esté suministrando y la distancia útil de la comunicación.

20 MHz		
	P = 1 W	Distancia útil = 1813 m
	P = 2 W	Distancia útil = 2156 m
	P = 4 W	Distancia útil = 2564 m
10 MHz		
	P = 1 W	Distancia útil = 2156 m
	P = 2 W	Distancia útil = 2564 m
	P = 4 W	Distancia útil = 3050 m

Tabla 3.7 Relación entre potencia y distancia útil de la comunicación aproximándonos a la BS.

3.7.1.2 Carril a velocidad variable y en dirección contraria a la BS

El caso análogo al anterior es el del carril donde el MS se va alejando de la BS, es decir, ahora a las interferencias que tuviéramos le tendríamos que sumar 10 dB tanto por parte del asiento como del cuerpo de la persona que está sujetando el dispositivo. Este cambio se aprecia claramente al final del sector en la Figura 3.6 donde hemos pasado de tener 9.302 dB a -0.51 dB, es decir, aproximadamente 10 dB menos por el aumento de pérdidas.

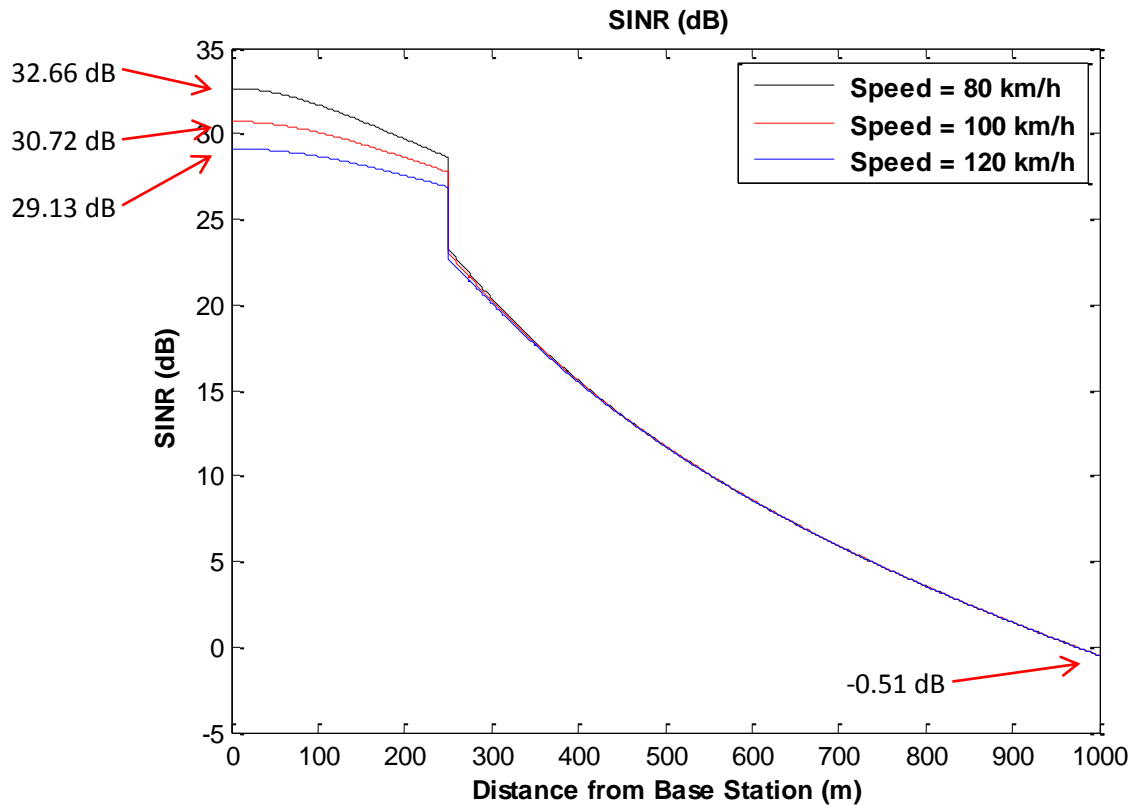


Figura 3.6 SINR para carril alejándose de BS en 3 velocidades distintas y 2 frecuencias

La Figura 3.7 con la tasa binaria bruta para carril alejándose de BS en 3 velocidades distintas y 2 frecuencias representa lo mismo que en el caso anterior pero la atenuación según nos alejamos de la BS es mucho mayor ya que se relaciona con la gran caída de la SINR. Como antes, podemos relacionarla distancia útil de la comunicación en la que los valores de SINR no son inviables con la potencia de transmisión. Estos valores están en la Tabla 3.8 y, naturalmente, serán más bajos que los de la Tabla 3.7. La distancia útil se transformará en longitud del sector, R, cuando tengamos el mínimo entre las Tablas 3.7 y 3.8, luego lógicamente la longitud del sector siempre viene marcada por el caso peor, cuando nos alejamos de la BS.

20 MHz		
	P = 1 W	Distancia útil = 983 m
	P = 2 W	Distancia útil = 1169 m
	P = 4 W	Distancia útil = 1390 m
10 MHz		
	P = 1 W	Distancia útil = 1169 m
	P = 2 W	Distancia útil = 1390 m
	P = 4 W	Distancia útil = 1654 m

Tabla 3.8 Relación entre potencia y distancia útil de la comunicación alejándonos de la BS.

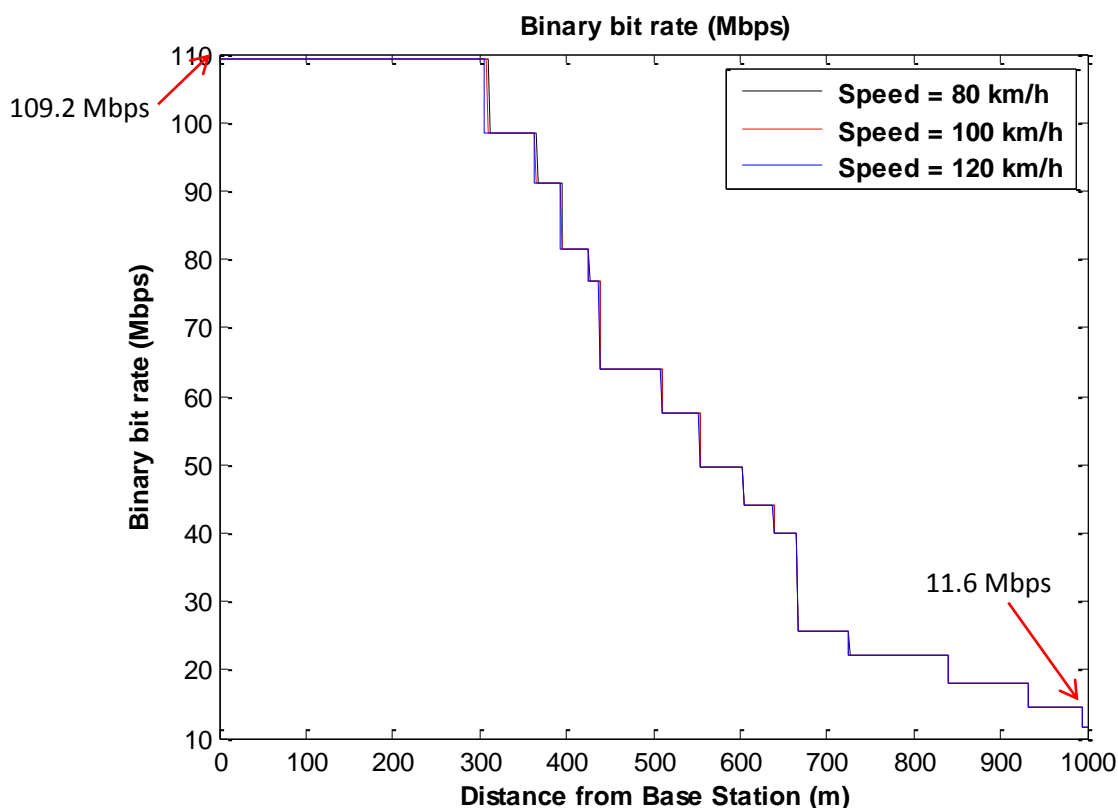


Figura 3.7 Tasa binaria bruta para carril alejándose de BS en 3 velocidades distintas y 2 frecuencias.

Con los datos anteriores obtenemos la Tabla 3.9 que analiza si tener un sector más o menos grande se compensa con una tasa binaria aceptable. Tener un sector más pequeño, por ejemplo de 500 metros, nos va a dar tasa binarias más altas, pero no demasiado en comparación con agrandar el sector hasta los 1000 metros, que supone menos costes.

BW = 20 MHz y Potencia de transmisión de 2W				
R	500 m	750 m	1000 m	
Tb media aproximándonos a BS	106.45 Mbps	101.46 Mbps	92.63 Mbps	
R	500 m	750 m	1000 m	
Tb media alejándonos de la BS	91.37 Mbps	76.61 Mbps	63.02 Mbps	
R	500 m	750 m	1000 m	
Tb media total	98.91 Mbps	88.88 Mbps	77.82 Mbps	
BW = 10 MHz y Potencia de transmisión de 2W				

R	500 m	750 m	1000 m
Tb media aproximándonos a BS	53.56 Mbps	52.24 Mbps	49.09 Mbps
R	500 m	750 m	1000 m
Tb media alejándonos de la BS	47.2 Mbps	42.05 Mbps	35.64 Mbps
R	500 m	750 m	1000 m
Tb media total	50.38 Mbps	47.15 Mbps	42.36 Mbps

Tabla 3.9 Relación entre longitudes de sector y tasa binaria bruta.

Naturalmente, los valores para 10 MHz serán aproximadamente la mitad de los de 20 MHz. Todos los valores de la tabla se calculan para 100 km/h.

3.7.2 Resultados con 3 frecuencias de trabajo

Esta sección pretende comparar el 'frequency reuse' de 2 frecuencias a 3. El objetivo es poder concluir qué caso será mejor. La Figuras 3.8 y 3.9 esta vez representan solo una velocidad, de 100 km/h, y superponen el caso donde el MS se aproxima a la BS y cuando se aleja de la misma. La diferencia con las Figuras 3.3 y 3.6 no es demasiado grande, por no decir prácticamente iguales. De nuevo podemos apreciar la caída pronunciada de SINR después del momento de 'breakpoint' así como la acción de 10 dB de pérdidas cuando nos alejamos de la BS que se aprecia también en la tasa binaria bruta, donde el nivel en aproximándonos es considerablemente más alto que alejándonos

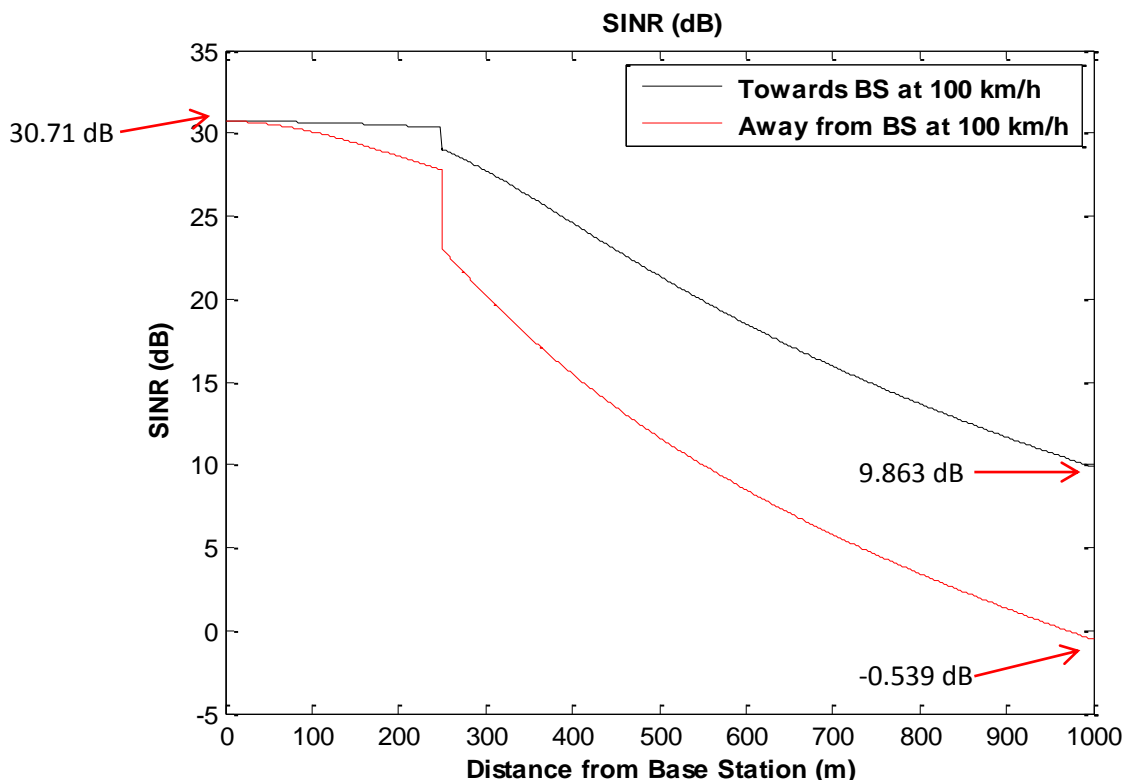


Figura 3.8 SINR para sector en 1 velocidad y 3 frecuencias.

Con estos datos podemos analizar si tiene alguna ventaja utilizar 3 frecuencias en lugar de 2, teniendo en cuenta que los resultados son prácticamente iguales. La Tabla 3.10 compara datos de tasa binaria para 2 y 3 frecuencias para un sector de 1000 metros, una velocidad de 100 km/h y una potencia de 2W. Como podemos ver, la diferencia es realmente pequeña,

luego no sería recomendable el uso de 3 frecuencias por ser más costoso y no presentar ventajas contra 2 frecuencias. Para entender mejor el por qué, debemos pensar en uso del espectro. Para canales de 20 MHz, en 2 frecuencias tendríamos 40 MHz en total y el 3 tendríamos 60 MHz. Esto supondría que en 3 frecuencias usaríamos un 150% más de espectro, comparado con 40 MHz, y sin embargo en resultados obtenemos un 2/3 % de mejora. Una posible comparación realista sería suministrar en 2 frecuencias 2 canales a 30 MHz, y así tener un total de 60 MHz en los dos casos, pero no es viable con los requisitos de LTE.

R = 1000 m, P = 2W y BW = 20 MHz		
	2 frecuencias	3 frecuencias
Tb media aproximándonos a BS	92.63 Mbps	94.55 Mbps
Tb media alejándonos de la BS	63.02 Mbps	64.04 Mbps
Tb media total	77.82 Mbps	79.30 Mbps

Tabla 3.10 Comparación tasa binaria bruta para 2 y 3 frecuencias a 100 km/h.

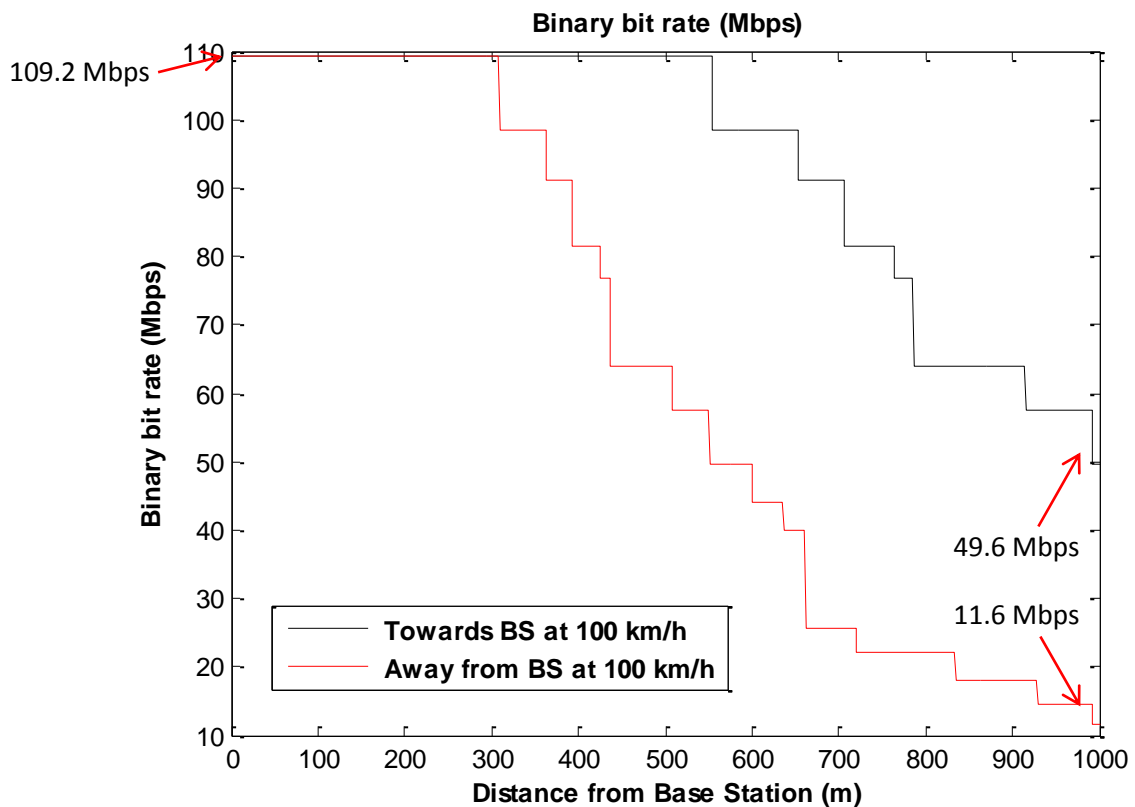


Figura 3.9 Tasa binaria bruta para sector a 1 velocidad y 3 frecuencias.

3.7.3 Escenario final: autopista de 6 carriles

Llegamos finalmente al escenario más real que nos podemos encontrar. La Figura 3.10 representa una autopista de 6 carriles, 3 en cada sentido, consideraremos un sector como un tramo de la autopista de 1000 metros a no ser que especifiquemos lo contrario.

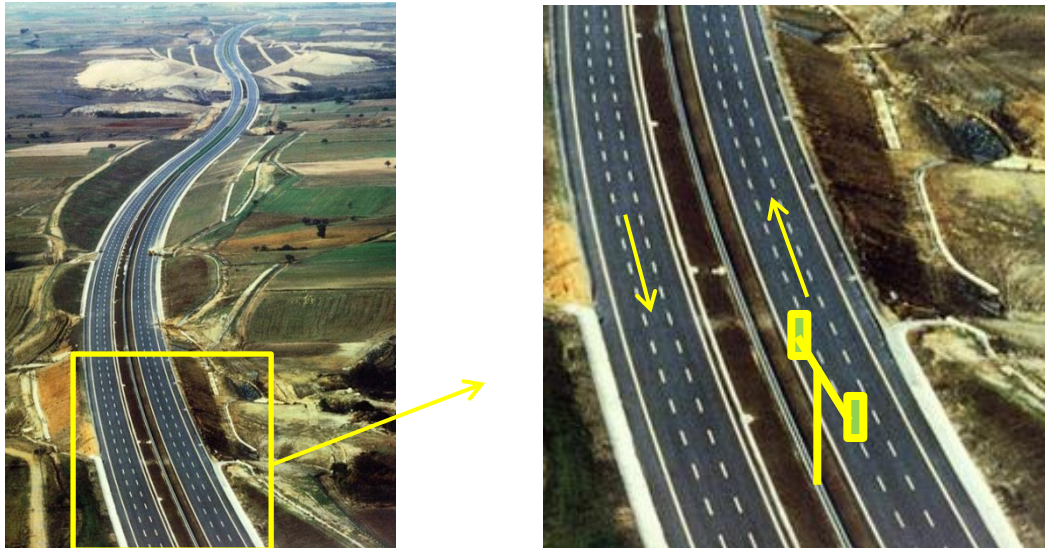


Figura 3.10 Representación gráfica del escenario final: una autopista.

Como vemos, hemos situado la BS en medio de los dos carriles y para los siguientes cálculos hemos considerado el ancho de cada carril de 2 metros y la separación entre un sentido y otro de 6 metros. Para este escenario hemos hecho uso de un total de 10 interferencias, 5 por la derecha y otras 5 por la izquierda del sector.

La Figura 3.11 representa la SINR para los 6 carriles. Los valores son los mismos que encontrábamos en las Figuras 3.3 y 3.6 pero hemos querido cambiar la representación para que se aprecien mejor los cambios en todo el sector. La Figura 3.12 representa la tasa binaria, sin atenuantes, y ocurre lo mismo, los valores son los análogos que los estudiados para un carril pero ahora se representan todos juntos.

Cada 'lane' hace referencia a un carril:

- Lane 1: 80 km/h en sentido ida (alejándonos de la BS)
- Lane 2: 100 km/h en sentido ida (alejándonos de la BS)
- Lane 3: 120 km/h en sentido ida (alejándonos de la BS)
- Lane 4: 120 km/h en sentido vuelta (aproximándonos la BS)
- Lane 5: 100 km/h en sentido vuelta (aproximándonos la BS)
- Lane 6: 80 km/h en sentido vuelta (aproximándonos la BS)

Por los efectos de variaciones de potencia en el canal, los mejores resultados se consiguen para el caso donde nos aproximamos a la BS, que se encuentra en 0 metros, por haber menos pérdidas al estar solo el efecto del cristal del coche, y en 80 km/h. Esto se debe a que la frecuencia de Doppler para dicha velocidad es menor que en otros casos, lo que se

traduce en una mayor SINR y por tanto mayor tasa binaria. Así mismo, a partir de una velocidad la comunicación deja de ser viable. Podemos ver un ejemplo con mayores velocidades que las analizadas aquí en el Anexo.

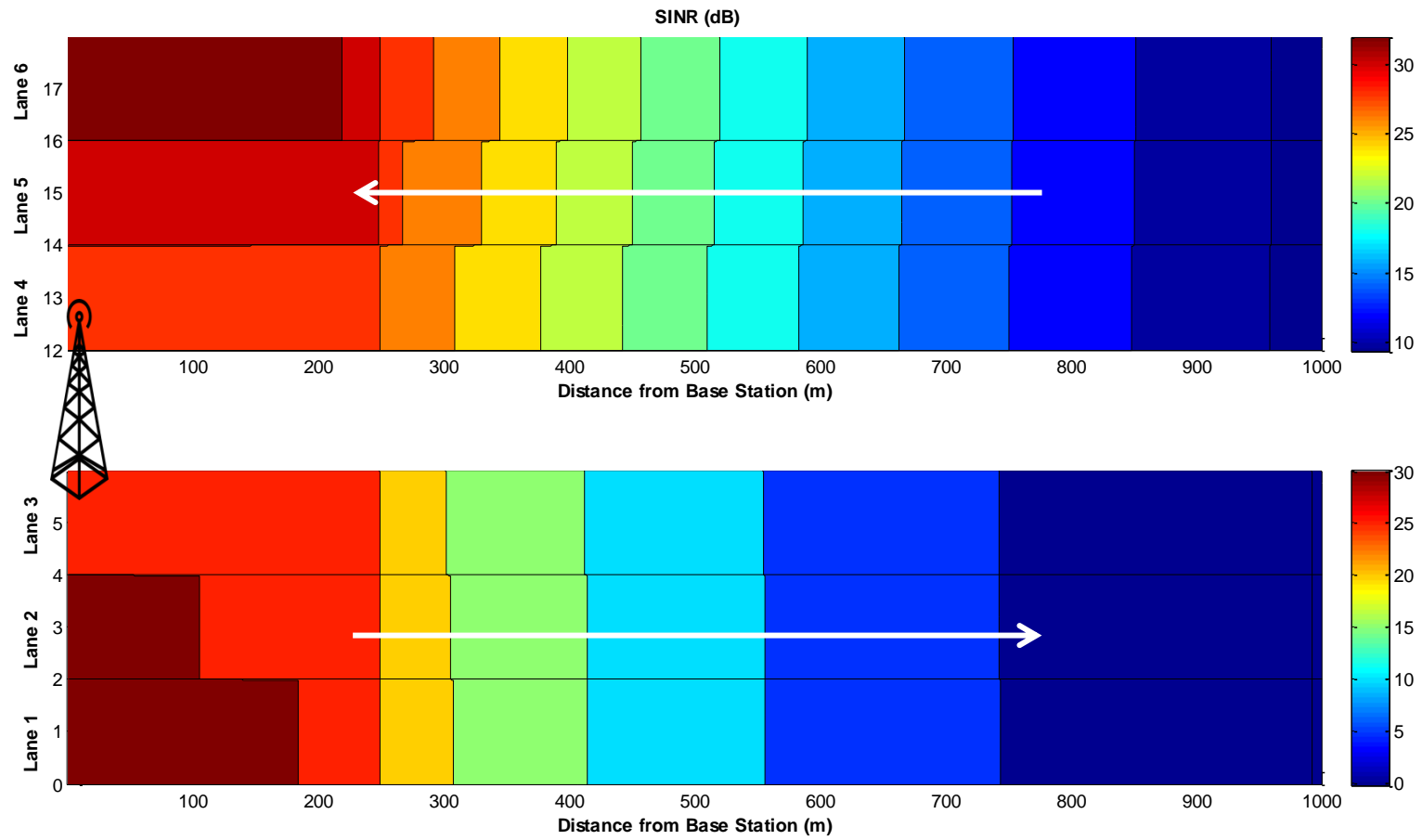


Figura 3.11 Representación de SINR de un sector completo de 6 carriles.

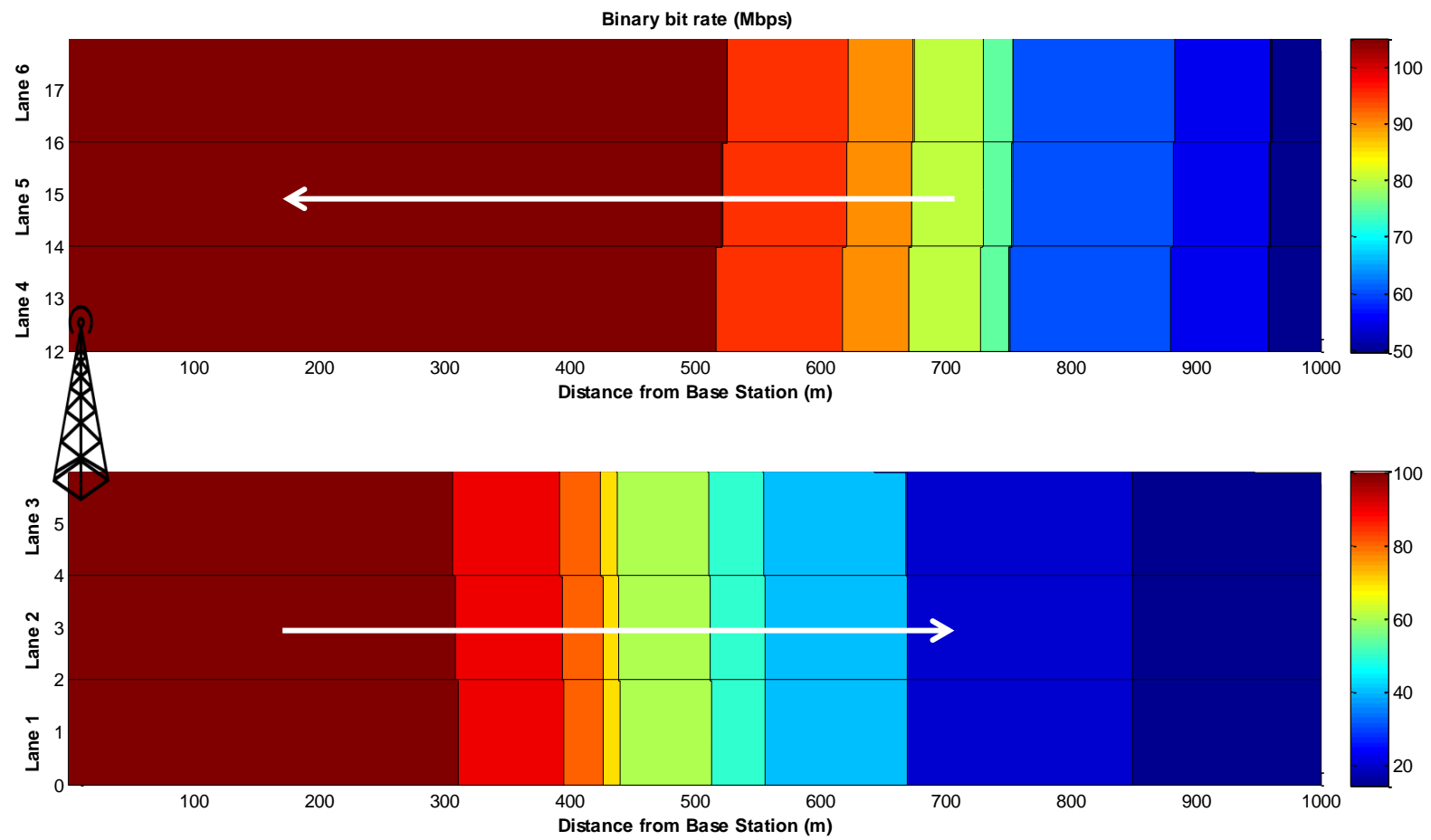


Figura 3.12 Representación de tasa binaria bruta de un sector completo de 6 carriles

CAPÍTULO 4. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

Con todo lo analizado podemos llegar a una serie de conclusiones y ver qué convendría mejorar ahora o estudiar a partir de nuestro estudio.

4.1 Conclusiones

En primer lugar, debemos valorar si los objetivos que nos propusimos al principio se han conseguido. Como recordatorio, pretendíamos diseñar en términos de capacidad y radio de la microcelda un sistema de LTE para autopistas. Ambos parámetros son visibles en las Tablas 4.1 y 4.2, ambas en condiciones de tasa binaria media en un sector pero de un solo carril a 100 km/h, una velocidad media entre los valores posibles. El hecho de no analizar estas tablas para 6 carriles es que la diferencia es prácticamente nula a ver los efectos que para un solo carril, lo cual es más sencillo de aplicar. La tasa binaria de diseño eran 100 Mbps, valor que sólo se cumple hasta los 500 metros aproximadamente, para una potencia de 2 W o 600 metros en el caso de 4 W. Los últimos valores de las dos tablas, en 1169 y 1390 respectivamente, son los mismos que podemos encontrar en distancia útil de la Tabla 3.8, es decir, hasta dónde es posible la comunicación. Nunca sería bueno utilizar un 100% de esta distancia porque en ese punto la tasa binaria sería 0 Mbps, sino en torno al 95%.

Conviene decir que todos los valores considerados a lo largo del documento son para antenas SISO. El efecto de MIMO 2x2 o 4x4 se notaría en la tasa binaria final con el exponente de la propia antena. Es decir, en MIMO 2x2 prácticamente se duplicaría y en MIMO 4x4 se cuadruplicaría, pero los objetivos de llegar a 100 Mbps se marcaron para antena SISO únicamente.

Como recomendación, diríamos que teniendo en cuenta el coste económico que conllevaría poner una BS cada 500 metros, ésta podría posicionarse perfectamente cada 800-1000 metros y no sería una pérdida grave de servicio. Ya decimos que estos valores tienen en cuenta el elevado precio de las infraestructuras, y combinan relación-precio.

P= 2 W										
R (m)	300	400	500	600	700	800	900	1000	1100	1169
Tb (Mbps)	104.1	101.4	99.2	96	91.9	87.2	82.7	78.5	74.3	71.5

Tabla 4.1 Relación entre longitud del sector y tasa binaria para 2W y 100 km/h.

P= 4 W										
R (m)	300	400	500	600	700	800	900	1000	1100	1390
Tb (Mbps)	104.2	102	100.9	99.1	96.4	93.1	89.2	85.3	81.7	71.6

Tabla 4.2 Relación entre longitud del sector y tasa binaria para 4W y 100 km/h.

Podemos encontrarnos, como ocurre en este momento, que tenemos las infraestructuras construidas pero no alcanzamos las prestaciones. Hay soluciones prácticas relacionadas con la mejora de los dispositivos de la BS para conseguir llegar más lejos en la comunicación, para conseguir mayores radios de cobertura. Por ejemplo, el hecho de

aumentar la ganancia de la antena de 12 a 14 dB nos aportará una mejora del 12.2% en el radio máximo de trabajo. Este cálculo es sencillo, teniendo en cuenta que mejoramos 2 dB con un exponente de propagación de 4, todo ello en unidades naturales nos aporta un valor de 1.122 respecto al radio de trabajo anterior:

$$10^{\left(\frac{\frac{2 \text{ dB}}{10 \text{ dB}}}{\frac{4 \text{ dB}}{4 \text{ dB}}}\right)} = 1.122 \rightarrow 12.22 \%$$

Otro ejemplo sería disminuir el efecto de la figura de ruido de 7 dB a 6 dB. Análogamente a los cálculos anteriores, esto supondría una mejora en la distancia máxima de trabajo del 5.9%:

$$10^{\left(\frac{\frac{1 \text{ dB}}{10 \text{ dB}}}{\frac{4 \text{ dB}}{4 \text{ dB}}}\right)} = 1.059 \rightarrow 5.9 \%$$

Es decir, por cada dB que perdamos bien sea de pérdidas o de mejora de nuestros equipos, estaríamos alcanzando casi un 6% más de radio máximo de trabajo.

Esto quiere decir que no sería del todo necesario que las empresas hicieran un despliegue completamente distinto al actual, refiriéndonos a la posición de las BS y la distribución de las celdas, sino que pueden hacer mejoras en sus equipos a pequeña escala que conlleven grandes avances.

4.2 Trabajo futuro

Este estudio en cuestión sería de gran utilidad para dos trabajos en el futuro:

- Estudio real o despliegue a gran escala de una autopista española de principio a fin, no únicamente de un sector.
- Aplicación de la planificación de nuestra red a escenarios similares como puede ser la línea de trenes de alta velocidad.

ANEXO

A. Diagrama y ganancia de la antena transmisora

La antena que hemos utilizado para nuestro estudio ha sido una de ganancia 12 dB, pero como comentamos en el capítulo de Conclusiones y Trabajo futuro, mejorar estas antenas puede mejorar considerablemente el sector, por ejemplo por la variación de la caída de potencia mitad. La Tabla A.1 muestra una comparativa entre una antena de 12 dBi y otra de 14 dB:

	12 dBi	14 dBi
θ_{-3dB} horizontal	37.76°	30°

Tabla A.1 Ancho de banda a -3 dB para diferentes antenas directivas.

Los grados de caída a -3 dB pueden verse, para ambos planos de una antena de 14 dBi, en la Figura A.1. El nivel de SLL, en torno a -20 dB como hemos impuesto entre nuestros criterios, se visualiza para 30° tanto en horizontal como vertical.

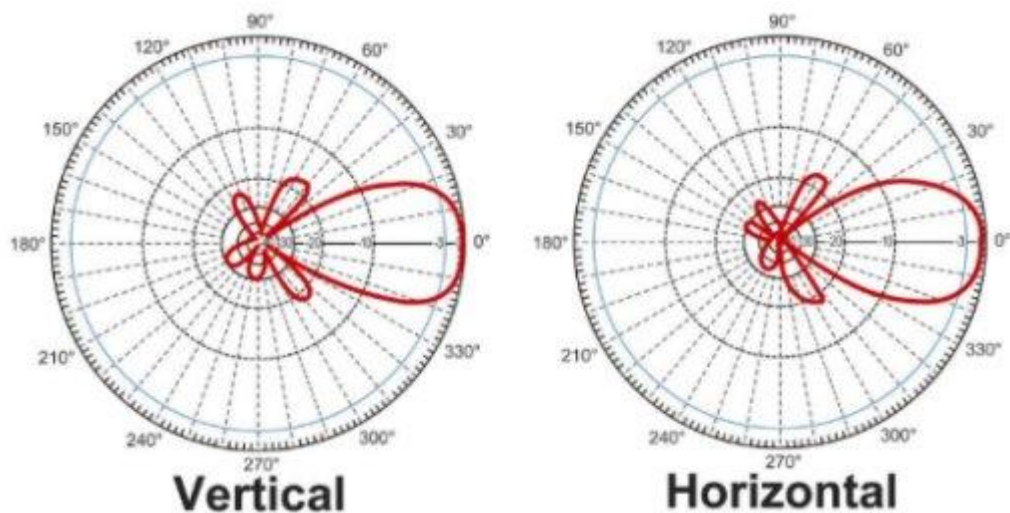


Figura A.1 Diagrama de radiación completo para antena de 14 dBi.

La forma teórica de comparar este resultado con el de una antena de 12 dB, 2 dB menos, es incorporar 1 dB de diferencia al plano horizontal y otro al plano vertical. Numéricamente, en unidades naturales:

$$10^{(1/10)} = 1.2569 \rightarrow 30 * 1.2569 = 37.76$$

Como ya hemos explicado, este aspecto de relaciona al final con el cálculo óptimo de la frecuencia de Doppler y sólo afecta únicamente a los primeros metros del sector y por este motivo se ha considerado de explicación en el Anexo.

B. Escenario final en países con mayor velocidad permitida

El escenario final expuesto en el capítulo 3 considera tres velocidades comprendidas entre 80 y 120 km/h, los valores permitidos en España sin ir más lejos. Pero, como ya adelantamos, la planificación de sistemas LTE para estas bandas de trabajo sólo completan su funcionalidad en el sector hasta unas ciertas velocidades. A partir de ese límite la variación del canal es demasiado abrupta y no se pueden aplicar distribuciones de potencia óptimas, luego la comunicación para a no ser viable por conllevar a demasiadas pérdidas.

Como ejemplo adicional al visto, consideraremos el mismo escenario pero cambiando las velocidades entre 100 y 150 km/h, valores actualmente permitidos en algunos países o velocidades que se pueden alcanzar si un vehículo está alcanzando a otro, por ejemplo.

Las Figuras B.1 y B.2 representar la SINR y tasa binaria en este nuevo escenario. Los valores son considerablemente más bajos a los de nuestro escenario de autopistas españolas actuales.

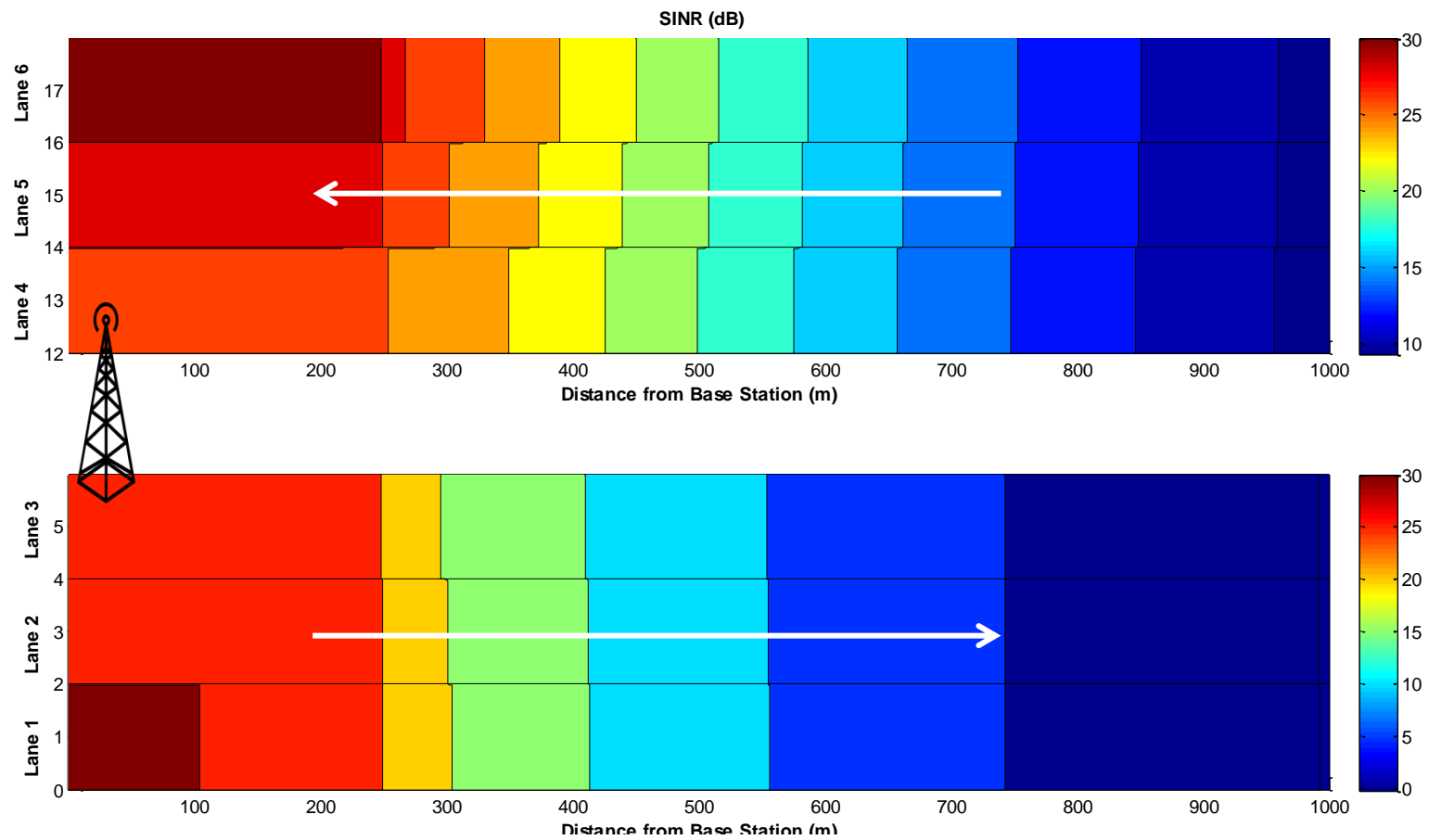


Figura B.1 Representación de SINR de un sector completo de 6 carriles a alta velocidad.

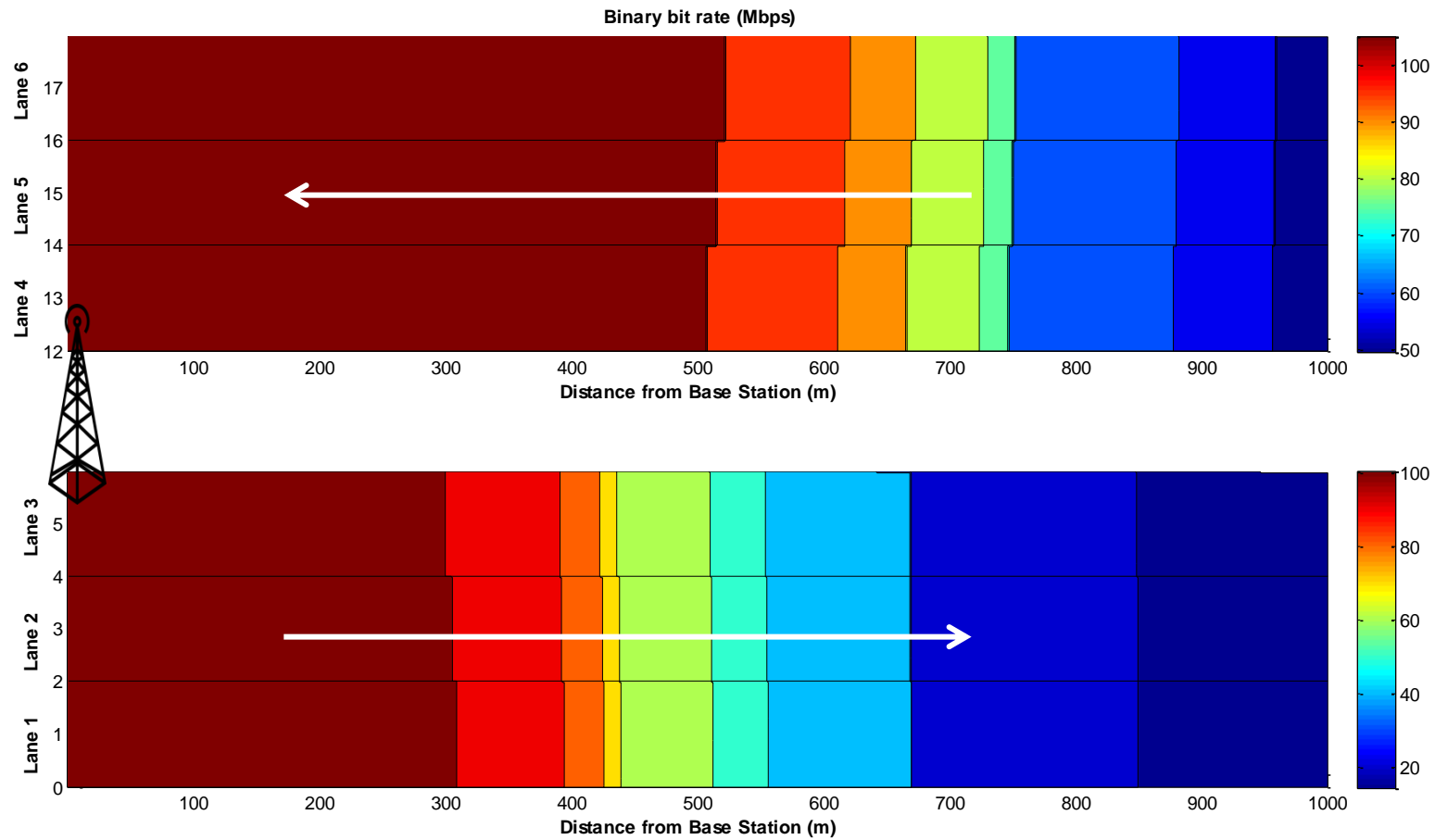


Figura B.2 Representación de tasa binaria bruta de un sector completo de 6 carriles a alta velocidad.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Evolución de las comunicaciones móviles:
'<http://www.cs.ucsb.edu/~mturk/Courses/CS290I-2012/misc/1Gto4G.pdf>'
- [2] Contenido de la tabla de *'Keysight Technologies: LTE- Advanced 3GPP Releases 10,11,12 and Beyond'*
- [3] Definiciones del *'Diccionario Español de Ingeniería'* y asignatura *'Teoría de la comunicación'* del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación
- [4] Turbo códigos: *'Turbocodificación', Matilde Sánchez y Javier Ramos*
- [5] *'Throughput for TDD and FDD 4G LTE Systems', Sonia Rathi, Nisha Malik, Nidhi Chandal y Sukhvinder Malik*
- [6] Fórmulas: *'WCDMA Multiclass Downlink Capacity and Interference Statistics of Cigar-Shaped Microcells in Highways', Bazil Taha Ahmed*
- [7] *'LTE for UMTS: OFDMA and SC-FDMA by Harri Holma and Antti Toskala'*

